ANNO XXXIX - DICEMBRE 1967 - Gruppo III

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

NUMERO 12

LIRE 500

HEATHKIT

Natale 1967

mod. IO - 21

mod. HW - 32

mod. IM - 11

mod. GC - 1A

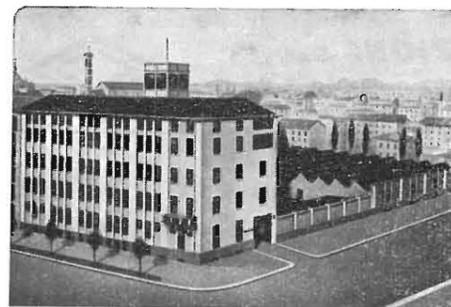
Un modo simpatico e moderno per augurare « Buon Natale »: offrire

APPARECCHI ELETTRONICI in SCATOLA di MONTAGGIO

- ☆ Altamente istruttivi
- ☆ Vastissima possibilità di scelta, per soddisfare le esigenze più diverse
- ☆ Un dono fonte di innumerevoli e piacevoli ore di svago e distensione.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International *

20129 MILANO

SEDE DELLA SOCIETÀ

Ing. S. & Dr. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - 16121
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - 80133

STRUMENTI

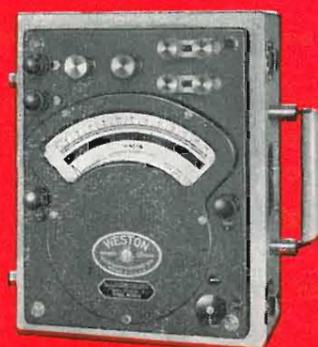



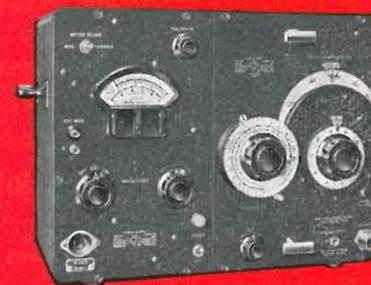
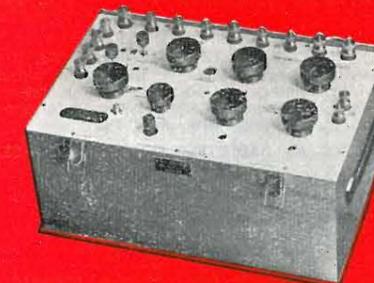
Fig. 2 - Wattmetro campione
Fig. 3 - Generatore segnali campione
Fig. 4 - Misuratore di isolamento

PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 5 - Oscilloscopio
Fig. 6 - Contatore campione
Fig. 7 - Ponte per misure di resistenza

"VARIAC®" VARIATORI DI TENSIONE ALTERNATA

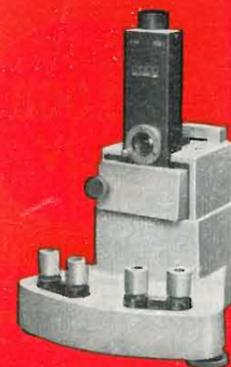
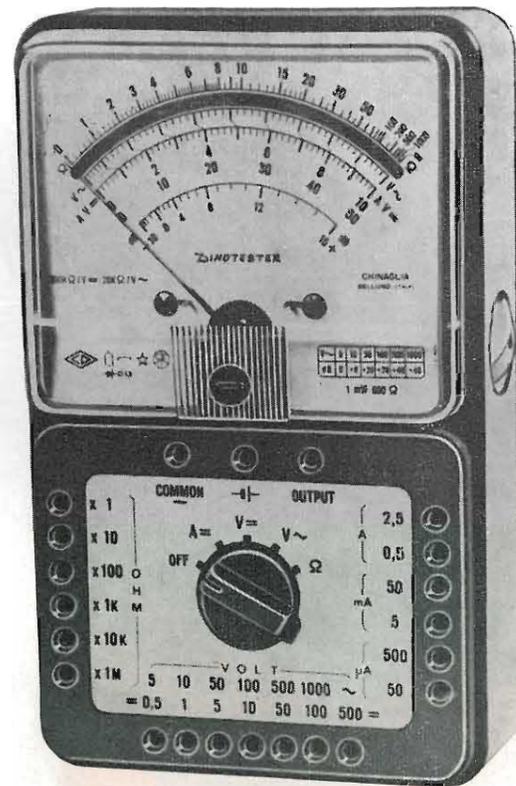



Fig. 8 - Galvanometro
Fig. 9 - Registratore
Fig. 10 - Variatore di tensione "VARIAC"

La Chinaglia **ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.**
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta la prestigiosa serie dei 3 tester

DINOTESTER **LAVAREDO** **AN-660-B**

per il servizio Radio - TV e TV a colori:

CARATTERISTICHE COMUNI AI 3 TESTER:

- **SCATOLA** in materiale plastico antiurto con calotta « Cristallo » gran luce.
- **STRUMENTO** cl. 1,5 tipo bobina mobile e magnete permanente.
- **QUADRANTE** a specchio con scale a colori.
- **RESISTENZE** di precisione Rosenthal, del tipo a strato di carbone con tolleranze del ± 1% conformemente alla classe 2 delle norme DIN 41 - 400.
- **BOCCOLE** di contatto Ediswan in bronzo fosforoso rispondenti alle norme MIL.
- **DIODI** al germanio ed al silicio Philips, della serie professionale.
- **DISPOSITIVO** di protezione dello strumento.
- **ALLOGGIAMENTO** « cambio pila » accessibile dall'esterno.

ACCESSORI IN DOTAZIONE AI TRE TESTER

- **ASTUCCIO** in salpa.
- **COPPIA PUNTALI** rosso-nero ad alto isolamento.
- **MANUALE** di istruzioni per l'uso.
- **CAVETTO DI COLLEGAMENTO** alla rete per capacimetro solo per i **mod. LAVAREDO e AN-660-B.**

DINOTESTER - GRANDE NOVITA'
200.000 Ω/V cc. e 20.000 Ω/V ca. 46 portate

Analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Alimentazione autonoma data da una pila al mercurio in dotazione. Modello tascabile. Novità assoluta.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 20.900

DINOTESTER SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE per la ricerca dei guasti negli apparecchi radio e TV. Il segnale presente all'uscita, dato il particolare circuito, è modulato in ampiezza frequenza e fase e copre la gamma delle onde medie e corte, la modulazione di frequenza ed i canali VHF UHF della TV.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 23.500

PRESTAZIONI

A cc	7 portate	da 5 μA a 2,5 A
V cc	9 portate	da 0,1 V. a 1000 V. (25.000)*
V ca	6 portate	da 5 V. a 1000 V.
dB	6 portate	da — 10 a + 62
V BF	6 portate	da 5 V. a 1000 V.
Ω	6 portate	da 1 KΩ a 100 MΩ
Cap. bal	6 portate	da 5 μF a 5 F

* con puntale a richiesta A.T. DINO

200.000 Ω/V

LAVAREDO 40.000 Ω/V in cc. e ca.
49 portate

Analizzatore che risponde alle molteplici esigenze del radiotecnico per il servizio radio TV e TV a colori, data l'eccezionale sensibilità ottenuta con l'impiego di componenti altamente professionali. L'alimentazione per le misure ohmmetriche è effettuata da pile interne e quindi si possono eseguire misure su apparecchiature con telaio sotto tensione.

LAVAREDO SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE
(vedi caratteristiche DINOTESTER S.I.)

A cc	6 portate	da 30 μA a 3 A
A ca	5 portate	da 300 μA a 3 A
V cc	8 portate	da 420 mV. a 1200 V. (3.000-30.000) V. *
V ca	7 portate	da 1,2 V. a 1200 V. (3000) V. *
V BF	7 portate	da 1,2 V. a 1200 V.
dB	6 portate	da — 20 a + 62
Cap. a reattanza		2 portate 50.000 - 500.000 pF
Cap. balistico		3 portate 10 - 100 - 1000 μF
Ω		5 portate 20.000 Ω a 200 MΩ

* con puntale a richiesta A.T.

40.000 Ω/V

ANALIZZATORE AN/660-B - 20.000 Ω/V
in cc. e ca. - 50 portate

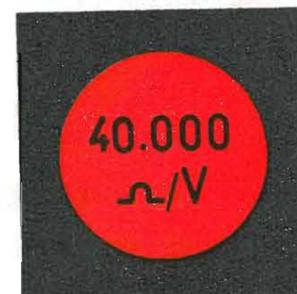
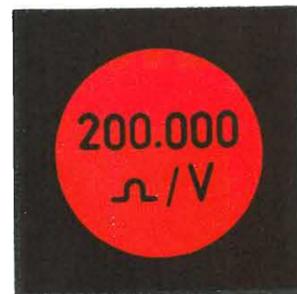
Questo apparecchio soddisfa le esigenze di ogni radio-riparatore nel controllo della corrente assorbita dalle varie apparecchiature alimentate in ca.
L'alimentazione per le misure ohmmetriche è effettuata da pile interne e quindi si possono eseguire misure su apparecchiature con telaio sotto tensione.

ANALIZZATORE AN/660 B SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE
(vedi caratteristiche DINOTESTER S.I.)

V cc	8 portate	da 300 mV. a 1500 V. (25.000) V. *
V ca.	7 portate	da 1,5 a 1500 V.
A cc	6 portate	da 50 μA a 2,5 A
A ca.	5 portate	da 500 μA a 2,5 A
V BF	7 portate	da 1,5 a 1500 V.
Ω	5 portate	da 10 KΩ a 100 MΩ
dB	7 portate	da — 20 a + 66
Cap. a reattanza		2 portate 25.000 - 250.000 pF
Cap. balistico		3 portate 10 - 100 - 1000 μF

* con puntale a richiesta A.T.

Filiali: 20122 MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Telefono 833.371 ● (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg, 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio-TV

minima corrente di dispersione
basso fattore di rumore
ridotta tensione di saturazione
elevato grado di amplificazione
selezione in gruppi di amplificazione

transistori NPN
PLANARI EPITASSIALI
al silicio per bassa frequenza
BC 107 - BC 108 - BC 109

BC 107 e BC 108 impieghi generali in BF
BC 109 stadi preamplificatori a basso rumore

DATI TECNICI		BC 107	BC 108	BC 109
Tensione collettore-emettitore V_{CEO} max.	V	45	20	20
Tensione emettitore-base V_{EBO} max.	V	5	5	5
Corrente collettore I_C	mA	100	100	100
Corrente di base I_B	mA	20	20	20
Temperatura di giunzione Tj	°C	175	175	175
Potenza totale di dissipazione Ptot	mW	300	300	300
Tensione di saturazione del collettore V_{CEsat} (I_C = 10mA, I_C/I_B = 20)	mV	90	90	90
Corrente residua collettore-base I_{CBO} (V_{CBO} = 45 V per BC 107, 20 V per BC 108 e BC 109)	nA	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)
Frequenza di transito fT (I_C = 10mA, V_{CE} = 5V, f = 100 MHz)	MHz	300 (> 150)	300 (> 150)	300 (> 150)
Fattore di rumore F (I_C = 0,2 mA, V_{CE} = 5V, RG = 2 kΩ, f = 1 kHz Δf = 200 Hz per BC 107 e BC 108 —30 . . . 15 kHz per BC 109)	dB	2 (< 6)	2 (< 6)	< 4
Amplificazione dinamica di corrente hfe I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 1 kHz)	A	222 (125..260)	222 (125..260)	—
	B	300 (240..500)	330 (240..500)	330 (240..500)
	C	—	600 (450..900)	600 (450..900)

S I E M E N S   E L E T T R A   S. P. A.   -   M I L A N O

1928 **1968**

L'Editore, il Direttore, la Redazione e l'Ufficio Pubblicità, ringraziano vivamente tutti coloro che hanno seguito e seguono la rivista **l'antenna** da quarant'anni e augurano a tutti i lettori, agli inserzionisti e collaboratori un prospero 1968.

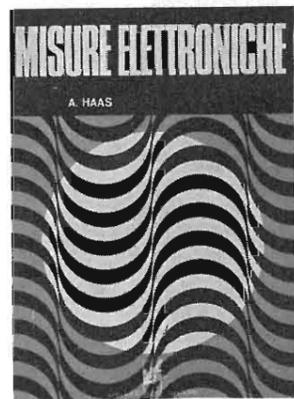
CORSO DI TELEVISIONE
IN BIANCO E NERO

in 11/12 volumi corredati di numerose figure e schemi
formato 17x24 cm **L. 3.000 al volume**

Nel 1952 la Casa Editrice « Il Rostro » pubblicava il 1° Corso Nazionale di TV, al quale arrise un brillantissimo successo con vasta risonanza anche all'estero. E' da tempo esaurita l'ultima edizione di detto Corso teorico pratico; le continue richieste da parte di scuole di elettronica, di industrie TV e di privati, hanno indotto « Il Rostro » ad una nuova edizione e ne ha affidato l'incarico ad un anziano esperto, che ha preferito rifare quasi completamente l'opera, aggiornandola con l'aggiunta dell'impiego dei transistori in TV, eliminando vecchi schemi superati e sostituendoli coi più recenti delle più rinomate Case mondiali fabbricanti di televisori.

Il nuovo Corso comprende una vasta casistica della ricerca guasti, i ben noti problemi « quiz » e numerosi esercizi svolti, alla fine di ogni volume. Infine, i più preparati analiticamente, troveranno in esso trattazioni teoriche di alcuni argomenti, che solo in tal modo possono essere completamente compresi.

Gli 11/12 volumi di televisione in bianco e nero, accanto agli 8 volumi del « Corso di TV a colori » pure edito da « Il Rostro », costituirà un trattato moderno e completo di TV, che arricchirà la biblioteca del radiotecnico, di cui diverrà consigliere indispensabile.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

A. HAAS
MISURE ELETTRONICHE

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm
L. 4.500

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

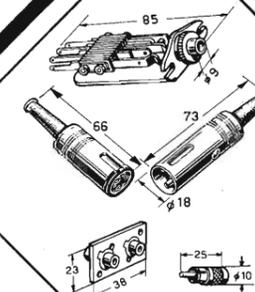
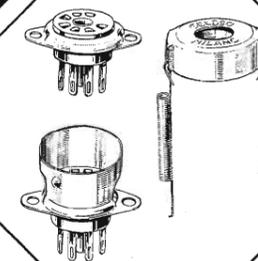
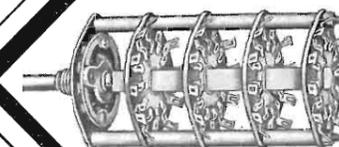
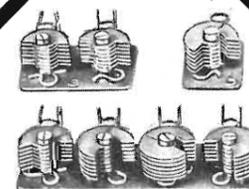
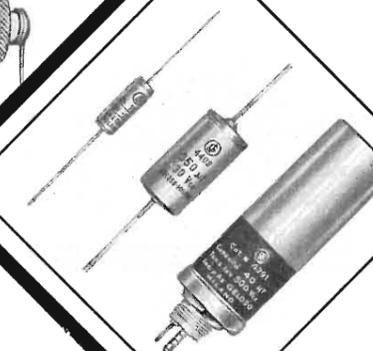
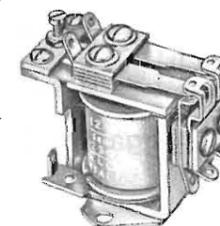
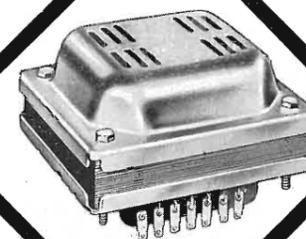
Cap. I - Principi fondamentali delle misure
Cap. II - Misure di grandezze elettriche
Cap. III - Misura dei componenti passivi
Cap. IV - Misure sui tubi elettronici
Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori
Cap. VI - Misure sugli amplificatori
Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

GELOSO

COMPONENTI E PARTI STACCATE

PRODOTTI DI ALTA QUALITÀ

TRASFORMATORI IMPEDENZE RELAIS
CONDENSATORI ELETTROLITICI MICROCOMPENSATORI
COMMUTATORI ZOCCOLI PER VALVOLE PRESE & SPINE

RICHIEDERE CATALOGO ILLUSTRATO APPARECCHI, GRATUITO, ALLA GELOSO S.p.A. - VIALE BRENTA, 29 - 20139 MILANO

POTENZIOMETRI
a strato di carbone e a filo

MODELLI TRIMMER
semifissi e miniatura

Potenziometri speciali per TV a colori

CAMBIADISCHI

GIRADISCHI

Altri prodotti
per l'industria

Motori frazionari a cc e ca
Cartucce piezoelettriche
Interruttori rotativi
Interruttori con chiave

Invio gratuito dei cataloghi

modelli a corrente alternata e a corrente continua,
a 2 e a 4 velocità, monofonici, stereofonici e per Hi-Fi.

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - 20135 MILANO
Uffici Regionali:
TORINO - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - FIRENZE - ROMA - NAPOLI - BARI - PALERMO - CATANIA

MALLORY

MALLORY
BATTERIES SRL

20158 - MILANO
3, Via Catone
Tel. 3761888/90

Pile al mercurio e alcalino manganese

Agenzie con deposito:

10143 - **TORINO** - 1, Piazza G. Perotti - tel. 70120
35100 - **PADOVA** - 9, Via Malaspina - tel. 37183
50122 - **FIRENZE** - 45, Via Tripoli - 263583
42100 - **REGGIO EMILIA** - 38, Via Roma - tel. 34415
00100 - **ROMA** - Recapito: tel. 374057

ALTA FEDELTA'

giradischi

amplificatori

sistemi di altoparlanti

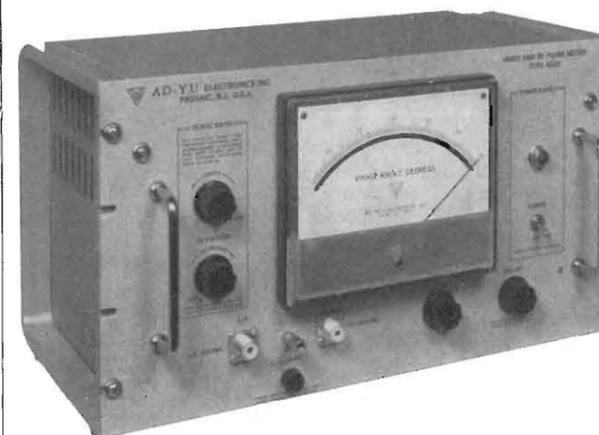
registratori

SOCIETÀ **AUDIO** TORINO
VIA G. CASALIS 41 - TELEF. 76.11.33

esclusivista per l'Italia di parecchie fra le migliori marche americane

---

AD - YU ELECTRONICS (USA)

MISURE DI FASE VIDEO

FASOMETRO TIPO 422

50 HZ A 10 MEGAHZ

CARATTERISTICHE

- Lettura diretta della fase indipendente da variazioni di ampiezza o frequenza del segnale.
- Uscita analogica per registrazioni di curve caratteristiche di fase.
- Precisione relativa 1/4°, assoluta ± 1°.

USI

Misure di fase di filtri, amplificatori di reazione, circuiti video ecc. Caratteristiche lineari di fase sono importanti per la riproduzione fedele di segnali video, impulsi, SEGNALI DI TV A COLORI ecc. Questo strumento, data la semplicità d'uso, è ideale anche per impiego in produzione.

LA AD-YU INOLTRE PRODUCE

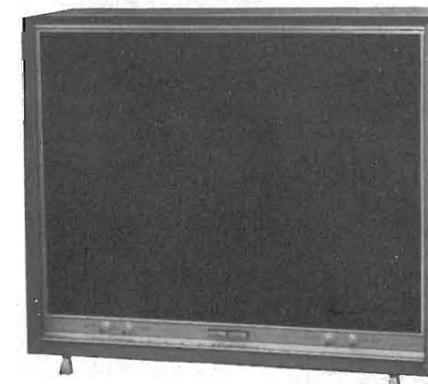
Fasometri da 0,0001 Hz a 18 GHz, analizzatore di funzione di trasferimento, linee di ritardo, amplificatori miniaturizzati, componenti coassiali.

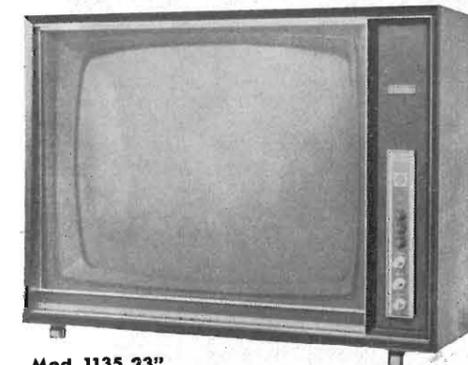
AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.811/081
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772.941/250

QUANDO IL CLIENTE
CHIEDE QUALITÀ
DESIDERA

Westinghouse

Mod. 1010 CN 23"

CABLATI INTERAMENTE A MANO
SINTONIA ELETTRONICA
CONTROLLI STABILIZZATI
SONORO CON EFFETTO PRESENZA

Mod. 1135 23"

I TELEVISORI CHE PER LE LORO QUALITA' TECNICHE ED ESTETICHE SI VENDONO

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTRONICHE
SU LICENZA
WESTINGHOUSE
MILANO - VIA LOVANIO, 5 - Tel. 635.218-635.240

Tre generazioni di tecnici leggono

l'antenna

Radio, TV, Hi-Fi, elettronica industriale telecomunicazioni, strumentazione: su tutti i settori dell'elettronica l'«antenna» vi mantiene aggiornati.

l'antenna

A tutti gli iscritti al corso di televisione a colori

Oggi l'argomento di più viva attualità è la televisione a colori; perciò nel '68 la nostra rivista dedicherà maggiore spazio a questo argomento ampliando e approfondendo i temi trattati nel Corso di TV a colori pubblicato dalla Editrice Il Rostro (con particolare riguardo al sistema che verrà adottato in Italia).
Un valido aiuto vi verrà dai nostri consulenti che chiariranno ogni dubbio relativo alla tecnica del colore attraverso la nostra rubrica « a colloquio coi lettori ».

è la rivista che si legge da **40** *anni*

abbonatevi!

abbonamento annuo
L. 5.000 + 120

EDITRICE IL ROSTRO - Milano - Via Monte Generoso 6/A

Complessi e Cambiadischi Garrard

In tutto il mondo i prodotti GARRARD sono sinonimo di perfezione e di lunga durata. Essi valorizzano gli apparecchi in cui sono montati, e danno allo utente la certezza di poter sempre ottenere un ottimo servizio riparazioni coi ricambi originali.

Rappresentante esclusiva per l'Italia:

SIPREL Società Italiana Prodotti Elettronici - MILANO - Via Fratelli Gabba 1a

---

E' uscito:

SCHEMARIO TV

XXIX SERIE

con note di servizio

traduzione in lingua italiana delle note di servizio e diciture di schemi delle case estere

PREZZO L. 5.500

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 32.15.42

ANNO XXXIX **12**

DICEMBRE 1967 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Sommario

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20115 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La parte riservata alla pubblicità non supera il 70%.

Concessionaria per la distribuzione in Italia: Diffusione Milanese - Milano - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417
Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6

dott. ing. Alessandro Banfi

Un museo della RAI per la radio e la televisione

Da circa un anno la Direzione Generale della RAI a Torino aveva lasciato la vecchia sede di Via Arsenale 21 per trasferirsi nel nuovo grattacielo di Porta Susa.
La sede di Via Arsenale 21 a Torino è stata per 35 anni quasi il simbolo della Radio italiana, e tutti ricordiamo con un vago senso di nostalgia questo fatidico e familiare indirizzo, sostituito ora da un qualsiasi Via Cernaia 33.
Ma la RAI, pur avendo lasciato come si è detto, il vecchio palazzo di Via Arsenale ha voluto adibirlo come sede di un Centro Storico culturale che, comprende tra l'altro un Museo della Radio-TV.
Questo interessantissimo Museo, che è ora in fase di allestimento, passerà in rassegna tutta la storia delle radiocomunicazioni dai precursori ai giorni nostri, con particolare riguardo alla Radio italiana.
Possiamo già sin d'ora informare i nostri lettori, che non si tratterà però di un classico Museo con un'esposizione di «pezzi» e cimeli d'epoca sotto vetrine o bacheche e pertanto di interesse limitato solamente ai tecnici specialisti, ma sarà una rassegna viva e piacevole che condurrà il visitatore lungo un itinerario ricco di ambientazioni di epoche diverse.
Anche un profano potrà pertanto rendersi conto in modo facile ed istruttivo del portentoso ma anche fortunoso cammino della radio sin dalle sue origini.
Oltre a valorizzare vieppiù l'opera di Guglielmo Marconi quale creatore della radiotelegrafia, metterà in evidenza con documentazioni autentiche la rivendicazione di alcune importanti, ma poco note, priorità italiane.
Ad esempio, è abitudine corrente citare Newton, nella teoria dei colori, come scopritore della scomposizione della luce solare nei sette colori dell'iride (spettro solare). Ebbene, Leonardo da Vinci aveva già scoperto tale circostanza, più di un secolo prima, descrivendo il fenomeno ed illustrandolo con schizzi di suo pugno in un Codice custodito a Windsor in Inghilterra, schizzi che verranno esposti al Museo RAI in copia fotografica originale.
Quanti sanno, inoltre, che il primo dispositivo di telecamera a ripresa diretta è stato ideato e descritto negli Atti dell'Accademia delle Scienze di Torino nel 1864, da Caio Mario Pecorino, professore del Liceo di Mondovì?
Anche di questo il Museo RAI darà ampia documentazione originale.
E con una interessante quanto suggestiva «storia del coherer», verrà esposta e documentata con «pezzi» originali d'epoca l'evoluzione (d'altronde ancora poco nota) di questo dispositivo che ha giocato un ruolo fondamentale nei primi sviluppi della radiotelegrafia, mettendo in chiara evidenza documentata la priorità del Prof. Calzecchi Onesti.
Abbiamo voluto partecipare ai nostri lettori queste ghiotte primizie sul Museo della Radio-TV— sicuri che questa nobile iniziativa della RAI otterrà il pieno consenso di tutti gli italiani, tecnici e profani, che vi troveranno inoltre una piacevole storia viva ed ambientata dello sviluppo della nostra Radio-TV dal 1924 ad oggi, in un cumulo di rievocazioni audio-visive di grande interesse retrospettivo.
Ma tutto ciò non escluderà la presentazione delle attuali conquiste scientifiche con le premesse per i futuri sviluppi di ogni ramo della radioelettronica compresa ovviamente la TV a colori.

A.

Franco Soresini

La cibernetica e lo studio dell'uomo*

«Quattro chiacchiere sulla cibernetica» e «Due parole sull'automatismo», oggetto del precedente articolo (apparso sul numero di novembre de «l'antenna»), hanno voluto dirimere la supposta astrusità della cibernetica.
Con questa puntata iniziamo un più approfondito esame dell'argomento. E ciò è necessario per poter dare un panorama il più possibile completo al fine di poter esaminare alcune particolari applicazioni della cibernetica.

3. LA TEORIA DELLA INFORMAZIONE E QUELLA DELLA AUTOREGOLAZIONE

3.1. - Significato e contenuto della cibernetica

Wiener, uno dei fondatori di questo nuovo ramo della Scienza, ha definito la cibernetica come: «la scienza del controllo e della comunicazione sia riguardo all'uomo che alla macchina». *Coordinazione, regolazione* e *controllo* sono gli argomenti che presentano un grande interesse pratico.

Si studia, dunque, ciò che è un meccanismo, ma è necessario subito sottolineare che la cibernetica tratta l'argomento sotto un punto di vista nuovo ed inconsueto.
Tutte le numerose opere che trattano della «teoria delle macchine» non contengono che delle informazioni meccaniche sulle leve e gli ingranaggi.

La *cibernetica*, che è pure una teoria delle macchine, *non tratta affatto degli oggetti*, ma *dei comportamenti*.

Essa non pone la domanda: «che cosa è?» bensì: «che cosa lo produce?».

Essa è dunque essenzialmente funzionale.
Inizialmente, in molti modi, si è associata la cibernetica alla fisica, ma essa non dipende per niente dalle leggi della fisica o dalle proprietà della materia.
La cibernetica si collega a tutte le forme di comportamento previsto che sia regolare, determinato e riproducibile.

La materialità è senza importanza così come il rispetto o il non rispetto alle leggi fisiche.
Le verità della cibernetica, nella loro essenza, non dipendono da nessuna altra branca della scienza.

La cibernetica ha le sue proprie basi. *Cibernetica* deriva dal greco Κυβηρυητης, *timoniere*; la scelta di questo nome deve considerarsi un omaggio a Clerk Maxwell che nel 1868 pubblicò uno studio sui motori di timone delle navi, oggi considerato il primo scritto importante sulla teoria dei *meccanismi a retroazione*.
È interessante notare, a questo proposito, che il termine «cibernetica» era, però, già stato impiegato da A. M. Ampère per indicare quel ramo delle *scienze politiche* che si occupa dei *metodi di governo*.
Nata dalla riconsiderazione, da un punto di vista più generale di un vasto dominio di differenti teorie, la *cibernetica* permette un inquadramento e una comprensione più organici di molti fenomeni già noti.
Questa nuova scienza, con visione unitaria, ed in appoggio a rigorosi studi matematici, tratta in modo organico un complesso di indirizzi teorico-pratici chiusi finora nei settori più disparati, concernenti l'informazione e la regolazione.
Lo studio della *informazione*, non intesa soltanto come comunicazione di notizie da uomo ad uomo, ma anche da uomo a macchina e da macchina a macchina. Quando noi vogliamo intervenire su di una macchina per modificare una grandezza che ne è funzione, le trasmettiamo un comando, una «*informazione*» cui essa obbedisce.
Il significato preciso di informazione, *comunicazione che annulli una incertezza*, si rende evidentemente applicabile al comando suddetto: come quella, per essere veramente aderente alla definizione, deve annullare, come minimo, l'incertezza connessa a due casi possibili ed egualmente probabili, così questo non è concepibile se non come scelta tra due possibili.
Non sempre siamo noi ad «informare» la macchina, talvolta è questa che informa noi quando, ad esempio, una grandezza ad essa legata abbia superato, in un senso o nell'altro, un limite prefissato; potremo addirittura essere esclusi dalla catena delle informazioni: tramite le variazioni della grandezza controllata la macchina stimolerà un organo di regolazione che, in base allo stimolo, trasmetterà ad essa gli impulsi di comando.

(*) segue dal n. 11 de *l'antenna*

Si ottiene, in questo modo, l'autoregolazione.
Si ha dunque una retroazione (feedback) che tende ad annullare la modificazione prodottasi.
In realtà la controreazione negativa non riporta la grandezza controllata al suo esatto valore, ma la sposta da questo in senso opposto alla variazione primitiva di una quantità essenzialmente dipendente, oltre che da detta variazione e dalla natura della grandezza, dalle caratteristiche del regolatore.
È facile vedere come in tali condizioni abbia origine una serie di oscillazioni il cui smorzamento, più o meno rapido, è indice della qualità del regolatore.
È interessante però notare come tali oscillazioni siano assai più smorzate che in un comune regolatore: ciò dipende dal fatto che la controreazione è sfasata in anticipo rispetto allo stimolo, ossia raggiunge il massimo prima dello stimolo e quindi anche si azzera prima di questo.
Nei regolatori ad alta precisione si ottiene a mezzo di circuiti elettrici capacitivi il medesimo sfasamento conseguendo il risultato di aumentare lo smorzamento delle oscillazioni.
Per merito di questo nuovo modo di impostare i problemi è stato provato, ad esempio, che molti processi fisiologici dipendono dall'esistenza di qualcosa di sostanzialmente analogo a ciò che nei sistemi di regolazione della tecnica va sotto il nome di retroazione: se noi camminiamo, ciò è possibile grazie ai processi di retroazione.
In particolare, le azioni volontarie — ad esempio quella di afferrare un oggetto— ricordano da vicino i processi di regolazione automatica: il movimento della mano è guidato dalla misura di quanto «non si è ancora afferrato» l'oggetto attraverso un circuito chiuso che, dalla posizione della mano rispetto all'oggetto, va agli organi di senso, al sistema nervoso e ai muscoli, per tornare alla mano stessa.
La continua correzione del movimento, operata in base alla valutazione di quanto si deve ancora fare per raggiungere lo scopo voluto, caratteristica degli atti volontari, è identica a quanto avviene nei sistemi di regolazione.
E ciò non è tutto, perchè in certi stati patologici degli organismi viventi si riscontrano fenomeni perfettamente analoghi a quelli che si verificano in un sistema di regolazione instabile: tornando all'esempio precedente, esiste una forma patologica, associata in genere a lesioni del cervelletto, in cui il paziente, tentando di compiere un'azione volontaria come quella di afferrare una matita, va oltre la meta entrando in uno stato involontario di oscillazioni simili a quelle che si manifestano talvolta quando la reazione applicata ad un sistema di regolazione è troppo debole od ha dei ritardi.
Procedendo ulteriormente nell'esame degli atti volontari si può dire che essi consistono, nelle loro fasi successive, di un processo di elaborazione di *informazioni*, nel senso più lato di questa parola.
L'*informazione elementare* è fornita dagli organi di senso e riguarda, ad esempio, la distanza fra la mano e l'oggetto da afferrare; essa viene poi elaborata dal sistema nervoso e tradotta in impulsi motori ai muscoli; questi, infine, la traducono in spostamenti della mano.

Altrettanto succede negli organi di regolazione della tecnica.
Questa osservazione suggerisce una notevole generalizzazione.
Dato che i fenomeni che accompagnano la trasmissione di segnali non dipendono, almeno entro certi limiti, dalla natura delle «notizie» che questi convogliano, perchè non dovrebbe essere possibile studiare da uno stesso punto di vista i sistemi di telecomunicazione in generale, i sistemi di regolazione e certi fenomeni fisiologici come le azioni volontarie, nonchè i processi relativi al calcolo automatico?
Fatto questo passo, risulta immediato fare rientrare nella stessa categoria anche i processi logici negli organismi viventi che sono, si può dire, l'esempio tipico di processi in cui vengono elaborate informazioni.
Anche in questo campo si può stabilire una analogia con quanto avviene nella tecnica grazie allo sviluppo, relativamente recente, delle calcolatrici elettroniche.
Si delinea in tal modo, più esattamente, il contenuto della *cibernetica*, sicchè essa appare come la *scienza del comportamento finalizzato*, cioè del *controllo* e dell'*informazione*, sia nel campo degli organismi viventi, sia in quello della tecnica.
Questa definizione conduce a stabilire che i due punti fondamentali che definiscono l'oggetto di questa nuova scienza sono, appunto, la teoria del controllo e quella della comunicazione.
Alla base di ogni *comportamento finalizzato* stanno infatti, da un lato:
— sistemi di comunicazione per l'emissione, la trasmissione e la ricezione delle informazioni; dall'altro:
— sistemi di regolazione e di controllo.
Per una migliore comprensione della cibernetica, e soprattutto per spiegarne i metodi ed il linguaggio, è quindi opportuno esaminare da vicino le teorie ora ricordate.

3.2. - La teoria della informazione

3.2.1. - *Il concetto di informazione ed il carattere statistico del problema.*

La prima parte del campo di indagini della cibernetica riguarda l'emissione, la trasmissione e la ricezione delle informazioni.
Perchè si possa parlare di *trasmissione di informazioni*, bisogna supporre che vi siano una *sorgente* ed un *destinatario* delle informazioni stesse: la prima dispone di notizie e le trasmette al secondo, il quale non le conosce ma è in grado di riceverle.
Naturalmente, la sorgente ed il destinatario hanno un *codice* che determina un *linguaggio* comune che permette loro di passare dal segnale trasmesso al messaggio originale e viceversa.

Il destinatario non può sapere completamente, in base all'andamento passato, quale sarà l'andamento futuro del messaggio, altrimenti non si avrebbe trasmissione di informazioni: la via migliore — più economica, precisa e sicura — per trasmettere un messaggio già noto al destinatario è, infatti, di non trasmetterlo affatto.

Tutto quanto il destinatario sa, è che ogni messaggio che egli può ricevere consta di una *funzione di informazione — successione discreta di caratteri* o *successione continua di livelli* — avente determinate proprietà statistiche, che si possono misurare sperimentalmente per ciascun sistema di comunicazione e che si ripetono inalterate per ogni messaggio di sufficiente lunghezza.

Consideriamo, ad esempio, il caso della trasmissione di un telegramma in lingua italiana.

Prescindendo dai numeri e dai segni di interpunzione, i caratteri che compongono i telegrammi sono 21.
A ciascuno di essi corrisponde una ben definita *frequenza statistica* (o *probabilità*), determinabile a priori in base all'analisi di un brano scritto sufficientemente lungo: le vocali hanno una probabilità maggiore che non la maggior parte delle consonanti, in particolare la «a» ha una probabilità maggiore che non la «u», ecc.
Il destinatario, prima di ricevere il telegramma, non ha alcuna idea di quale possa essere la sua prima lettera; sa soltanto che ciascun carattere ha una certa probabilità di esserlo.
La trasmissione del primo carattere ha un contenuto di informazione proprio perchè toglie al destinatario questa incertezza: si può quindi dire, intuitivamente, che la quantità di informazione è tanto maggiore quanto minore è la probabilità del carattere effettivamente trasmesso.
Altrettanto si può dire per le lettere successive, benchè occorra tener conto di un fattore. In qualche caso la trasmissione di un carattere può avere un contenuto effettivo di informazione piccolo o, addirittura, nullo — e ciò indipendentemente dalla probabilità prima definita dal carattere stesso — se la parte del telegramma trasmessa precedentemente, lo determina in tutto o in parte.
Se, ad esempio, i caratteri trasmessi sono quelli della parola CALCOLATR, il destinatario sa che i successivi saranno ICE: la loro trasmissione non gli toglie nessuna incertezza. Per usare un termine caro agli statistici, si dice che in tal caso vi è una «*correlazione*» più o

meno stretta fra i successivi caratteri del telegramma.

Appare così, immediatamente, l'opportunità di legare la definizione quantitativa dell'informazione alle proprietà statistiche dei messaggi trasmissibili con un dato sistema di comunicazione: probabilità dei vari segnali, presi uno ad uno, e correlazione fra i segnali successivi costituenti il messaggio.

È bene, prima di procedere, mettere in chiaro il fatto che la teoria di cui ci occupiamo riguarda il contenuto « potenziale » di informazione di un messaggio piuttosto che il contenuto « effettivo », perchè solo il primo è suscettibile di una definizione matematica.

In altre parole, *il concetto di informazione*, almeno per quanto riguarda questa teoria, non ha nulla a che vedere con la valutazione, necessariamente soggettiva, delle « idee » trasmesse con un messaggio.

3.2.2. - *Misura della informazione.*

Come già detto, sorge spontanea l'idea di legare la definizione quantitativa dell'informazione all'incertezza che essa elimina.

Per vedere come questo possa esser fatto, riferiamoci anzitutto ad un messaggio telegrafico ideale composto di caratteri discreti, equiprobabili ed a correlazione nulla.

Considerando più insiemi formati da un diverso numero (N) di elementi (simboli) differenti, si può affermare che quanto maggiore è N tanto maggiore è l'informazione I che viene generata con la scelta di uno degli N elementi.

Se $N = 1$, l'informazione prodotta è nulla in quanto il messaggio non può non essere noto alla destinazione. Si scriverà allora:

per $N = 1 \quad I = 0$ (1)

se $N = 2$ si ha la scelta fra due alternative.

Essendo N intero positivo, si avrà in questo caso la più piccola quantità di informazione, in quanto per ogni altro valore di N (escluso $N = 1$) l'informazione risulterà maggiore.

Il caso più semplice è ovviamente quello in cui i caratteri possibili sono due. In tal caso la trasmissione di uno di essi elimina l'incertezza che il destinatario ha di fronte a due eventi equiprobabili: la corrispondente quantità di informazione viene assunta come unità, e ad essa si dà il nome di: BIT.

Si ha allora per definizione:

per $N = 2 \quad I = 1$ (2)

Nel caso in cui i caratteri siano 2^n, la scelta di uno di essi può esser fatta a mezzo di n scelte fra due eventi equiprobabili, e quindi la trasmissione di n Bit.

Se i simboli (o caratteri) sono più di due è sempre possibile sostituire alla scelta di un simbolo del sistema in esame, un certo numero di scelte successive in un sistema « ausiliario » in cui:

$N = 2$,

quando si sia fissato un codice di corrispondenza.

I *simboli* del sistema ausiliario (per i quali $I = 1$) sono detti *primari*, quelli del sistema in esame *secondari*.

Si considerino, per esempio, i simboli A, B, C, D, E, F, G, H. Si ha:

$N = 8$.

Si adotti un sistema ausiliario con i simboli primari 0 e 1.

Si convenga di indicare con la prima scelta se si tratta di simbolo compreso nel primo o nel secondo gruppo di quattro simboli, di scrivere cioè « 0 » se si tratta di uno fra i simboli A, B, C, D e di scrivere « 1 » se si tratta di uno fra i simboli E, F, G, H.

Si convenga di indicare, con la seconda scelta, la posizione entro il gruppo, scrivendo 0 per i simboli A, B, E, F ed 1 per i simboli C, D, G, H e di indicare con la terza scelta la posizione entro la coppia, scrivendo 0 per i simboli A, C, E, G e 1 per i simboli B, D, F, H.

Il codice risultante è il seguente:

$A = 000$	$E = 100$
$B = 001$	$F = 101$
$C = 010$	$G = 110$
$D = 011$	$H = 111$

Essendo $N = 2^I$, il numero delle disposizioni con ripetizione di due elementi presi I a I, il numero delle scelte primarie che definiscono la scelta secondaria, ossia, in sostanza, l'informazione I (misurata in Bit) contenuta in uno dei simboli secondari, dipende da N secondo l'espressione:

$I = \log_2 N$ (3)

qualunque sia N.

L'espressione (3) soddisfa alle precedenti (1) e (2). Essa può, quindi, essere adottata per la misura della informazione contenuta in uno dei simboli che compongono il messaggio.

La base del logaritmo che compare nella (3) è stata assunta eguale a 2, ma potrebbe essere qualunque (x), a meno di un coefficiente numerico k nel secondo membro della (3).

Si avrebbe allora:

$I = k \log_x N$

però perchè sia verificata la (2) deve essere:

$1 = k \log_x 2$

e quindi:

$k = \log_2 x$.

Se si assume $x = 2$, $k = 1$ la (3) risulta semplificata.

Tenendo conto che la probabilità p di un carattere (o simbolo) è

$$\frac{1}{N}$$

perchè i caratteri stessi sono stati supposti equiprobabili, si può scrivere:

$$I = \log_2 \frac{1}{p} = -\log_2 p \text{ (Bit)}$$

Sotto questa forma la definizione vale

Per esigenze tipografiche l'articolo: *I ricevitori radio e la loro riparazione. Nozioni preliminari sui ricevitori radio a transistori (parte quarta)* di P. Soati, verrà pubblicato sul n. 1 - gennaio 1968.

anche nel caso più generale in cui i caratteri abbiano probabilità diverse.

È da notare che la definizione ora vista non può essere applicata nel caso in cui il numero dei caratteri sia infinito, come succede, ad esempio, per i sistemi di comunicazione il cui segnale (tensione, corrente, frequenza, ecc.) può assumere con continuità gli infiniti valori compresi in un certo intervallo; se la si applicasse, infatti, l'emissione di un determinato segnale conterrebbe un'informazione infinita.

Vedremo come si possa superare questa difficoltà ricorrendo al *concetto statistico* di *entropia*.

Sussiste nella *ricezione* della informazione un grado meno di incertezza, o, come si dice in termine statistico, di « *entropia* », una media ponderata, cioè, dopo l'assegnazione, alle varie informazioni, di un peso proporzionale alle rispettive probabilità. Si assume, come riferimento entropico, un insieme avente una certa « potenza specifica » cioè un certo valore medio quadratico dei segnali possibili, in confronto alla distribuzione di probabilità del tipo gaussiano che gode della massima entropia.

La quantità di informazione I di un messaggio equivale alla residua incertezza nella successione di elementi che lo costituiscono. Così, se w_i e w_r, sono i valori quadratici medi dei segnali utili e del « rumore », se $a \leq 1$ è un coefficiente che dipende dalle proprietà statistiche della loro somma, se $a_r \leq 1$ è un altro coefficiente che dipende dalle proprietà statistiche del rumore, se S_1 e S_2 sono le antropie dipendenti dall'incertezza dell'andamento del segnale utile e del disturbo, si ha la legge fondamentale di Hartley e Shannon, definita dalla formula:

$S = BT \log_2 [2\pi ea\,(w_i + w_r)]$

B essendo la larghezza della banda di frequenze, e T la loro durata. Ne deriva:

— la possibilità di effettuare uno scambio tra la velocità o ritmo di trasmissione e la banda di frequenze, quando si disponga, alla partenza ed all'arrivo del sistema di comunicazione, di appositi magazzini di informazioni, o « memorie »;

— la possibilità di scambio tra la banda di frequenze (o del ritmo di trasmissione) ed il rapporto segnale/disturbo;

— la possibilità di scelta di codici adatti facendo in modo che il coefficiente «a» sopradetto sia relativamente elevato, ciò che corrisponde ad una distribuzione di probabilità il più possibile vicina alla gaussiana, con correlazione minima.

È poi ovvio che, ove sussista una correlazione tra i messaggi trasmessi, la ricezione delle informazioni verrà a costituire il mezzo più potente per la determinazione delle caratteristiche del sistema.

3.2.3. - *Il concetto di entropia*

Fisicamente *l'entropia* può considerarsi come il calore latente dei processi reversibili espresso in misura relativa.

Un processo che assorbe (od emette) una certa quantità di calore autorizza a parlare del suo calore latente.

Se chiamiamo Q questa quantità di calore e con T la temperatura a cui si opera, il rapporto Q/T si chiama entropia (dal greco che significa volgimento e deriva da *en* = in e *trepo* = volgo) e si indica, in generale, col simbolo S.

In maniera analoga si può definire anche l'entropia come il fattore di « *estensità* » o di capacità della energia calorifica.

Se poi, per il fatto dell'assorbimento (o emissione) di calore varia anche la temperatura, la variazione dell'entropia è espressa da:

$$dS = \frac{dQ}{T},$$

finchè si consideri una trasmissione di calore così piccola che la temperatura non ne ha subito una variazione sensibile, mentre per quantità maggiori la variazione dell'entropia è data dall'integrale:

$$S = \int \frac{dQ}{T}.$$

Ammettiamo che si tratti di un semplice riscaldamento; se c è la capacità calorifica del corpo, $dQ = cdT$ e perciò:

$$S = \int \frac{cdT}{T} = c \log T + k$$

(k = costante).

Così definita, l'entropia è una caratteristica ben determinata dello stato di un corpo.

È poi noto che nei processi reversibili ideali, l'entropia rimane costante, mentre cresce sempre nei processi reali, il che portò il Clausius a sintetizzare, con una frase che non fu nettamente intesa, la natura ed i limiti dell'universo dicendo che l'energia dell'universo è costante mentre la sua entropia tende ad un *maximum*.

In qualunque processo reale, infatti, abbiamo attriti, resistenze, perdite passive, che portano ad uno sviluppo anormale di calore guadagnato dai termostati; il lavoro che una macchina può compiere viene sempre insufficientemente utilizzato, mentre un consumo eccessivo di lavoro è compiuto costantemente contro la macchina: tutti fatti, codesti, che diminuiscono di altrettanto il calore perduto o aumentano quello acquistato dai termostati e quindi, in ogni caso, aumentano la loro entropia.

Nello studio di un insieme statistico caratterizzato da un certo numero di stati possibili (cioè di configurazioni corrispondenti ai vari gruppi possibili di valori delle variabili casuali), interessa definire quello che si potrebbe chiamare il *grado medio di incertezza* dell'insieme stesso e che nel linguaggio statistico si chiama quindi *entropia*.

Il grado di incertezza di ogni singolo stato si può misurare, nella maniera

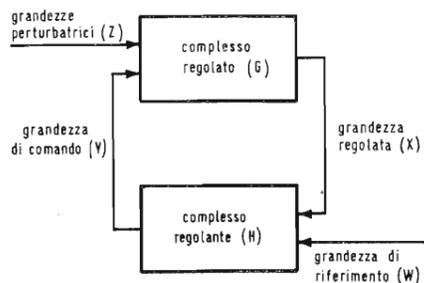



Fig. 6 - Schema a blocchi di un sistema di regolazione.

Fig. 7 - Risposta alla frequenza ad anello aperto di un sistema di regolazione: *A*) stabile; *B*) instabile.

più immediata, con il valore della informazione che compete allo stato stesso una volta che si sia verificato: esso è quindi dato, a parte il segno, dal logaritmo della sua probabilità.

Il grado medio di incertezza dell'insieme è naturalmente un'opportuna media dei gradi di incertezza dei singoli stati possibili.

Se si tiene conto che, quanto più è grande la probabilità di uno stato, tanto più spesso esso si verifica all'atto pratico, viene naturale adottare una media ponderata, dando ai vari stati un peso proporzionale alle rispettive probabilità.

Riassumendo, si può dire che l'entropia di un insieme statistico è la media dei gradi di incertezza relativi ai suoi stati possibili, quando ciascuno di questi sia preso tante volte quante ne corrispondono alla sua probabilità; essa misura quindi il grado medio di incertezza che si ha di fronte al verificarsi di uno degli stati stessi.

Già abbiamo visto come l'informazione debba intendersi quantitativamente connessa al valore dell'incertezza che viene ad annullare e quindi al valore della probabilità che compete all'elemento oggetto di una comunicazione. Tanto maggiore è la probabilità di questo elemento, tanto minore è la quantità di informazione connessa.

Quale sia la forma matematica della dipendenza fra « quantità di informazione » e probabilità si può vedere facilmente.

Se gli elementi oggetto della comunicazione sono 1 o 2 o 3, le quantità di informazione saranno (denotando genericamente con b la quantità di informazione): b_1, $b_1 + b_2$, $b_1 + b_2 + b_3$..... cioè somma di quelle che competono singolarmente ad ogni elemento, le probabilità connesse invece saranno: p_1, $p_1 \cdot p_2$, $p_1 \cdot p_2 \cdot p_3$..... infatti sono qui 1, 2, 3, ecc. eventi che si debbono contemporaneamente verificare: la probabilità totale che n di essi facciano questo è il prodotto delle n probabilità singole.

Si debbono dunque porre in relazione due serie:

b_1, $b_1 + b_2$, $b_1 + b_2 + b_3$ ...

p_1, $p_1 \cdot p_2$, $p_1 \cdot p_2 \cdot p_3$ ...

l'una delle quali procede per somma, l'altra per moltiplicazione.

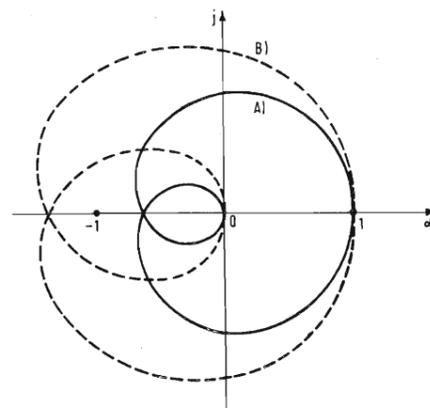
Sarà dunque, in una certa base:

$b = k \log p$.

La costante di proporzionalità k, va scelta in modo che per $p < 1$ ($p = 1$ corrisponde ad un evento certo, cui non è connessa alcuna informazione) sia $b > 0$.

Scriveremo allora:

$b = -\log p$ (in una certa base).

Una data quantità di informazione impone un grado di ordine, ad essa proporzionale, fra gli elementi oggetto della comunicazione e tale ordine implica una diminuzione nella probabilità complessiva; lo stato cui compete la massima probabilità è quello di completo disordine e pertanto una grandezza che misuri il disordine è l'opposto dell'informazione.

Tale è l'*entropia* definita come logaritmo della probabilità; il secondo principio della termodinamica sotto forma statistica si ritrova, dunque, attraverso la misura dell'informazione.

3.2.4. - *Entropia della sorgente di informazioni.*

L'entropia trae origine dalla considerazione che un sistema meccanico chiuso abbandonato a se stesso tende ad evolversi seguendo le leggi statistiche in modo da giungere allo stato di maggior probabilità, e quindi di massima indifferenziazione; in conformità con quanto sopra si può definire una grandezza S, detta entropia, proporzionale alla probabilità secondo la relazione di Boltzmann,

$S = k \ln W$,

dove k è la nota costante di Boltzmann, e W è uguale a $f_i / \Sigma f_i$, dove f_i è la frazione che la i-esima configurazione rappresenta sul numero totale (Σf_i) di configurazioni della stessa entropia (isoentropiche).

Essendo la probabilità maggiore per gli stati maggiormente indifferenziati, ne consegue che l'entropia aumenta ed è positiva in un sistema libero di evolversi secondo le leggi del caso, diminuisce, e la sua variazione assume valori negativi, per un sistema che si evolve tendendo ad una determinata configurazione prestabilita o, in termini filosofici, per un sistema soggetto ad una « causa finale ».

I fenomeni del primo tipo vengono detti entropici, quelli del secondo tipo antientropici o, sintropici.

Nel caso in cui il fenomeno consista nella trasmissione di un'informazione, si può facilmente vedere che un semplice segnale « di fondo », a distribuzione statisticamente regolare, casuale, porta ad un aumento di entropia, e pertanto ad un fenomeno entropico, mentre un segnale che abbia significato porta ad una differenziazione, e pertanto è nella sua essenza un fenomeno sintropico. E si può inoltre vedere che il contenuto di un'informazione ha un valore tanto maggiore quanto minore è la possibilità per il ricevente di prevederlo. Allora, se si stabilisce un codice che permetta di effettuare la scelta fra due possibili segnali, ossia un codice binario, il valore dell'informazione stessa viene ad essere dato dalla:

$$J = -\Sigma \log_2 p_i, \qquad (4)$$

dove p_i è la probabilità relativa di un dato segnale e, naturalmente, $\Sigma p_i = 1$, espressione questa analoga a quella di Boltzmann.

Poichè un aumento di informazione equivale ad una diminuzione di entropia, la J, entropia del messaggio, viene talvolta chiamata negentropy, o entropia negativa.

Questo per quanto riguarda il valore del messaggio; il peso di esso viene invece dato dalla espressione:

$\Sigma p_i \log_2 b_i$,

analoga alla (4), in cui b_i è il numero dei segnali binari (bit) corrispondenti ad ogni simbolo e p_i la probabilità dello stesso simbolo. È importante notare che un codice deve essere tale che il suo peso sia quanto più è possibile prossimo al suo valore.

Molto importante nella teoria dell'informazione è la determinazione della portata di un canale, perchè è evidente che il numero massimo di informazioni che si può trasmettere a mezzo di un dato canale è uguale alla sua portata; essa dipende dalla massima frequenza trasmissibile F, dalla potenza del segnale S e da quella del rumore di fondo, o disturbo, R, ed è data, in bit/sec, dalla:

$$F \log_2 \left(1 + \frac{S}{R}\right),$$

che esprime il cosiddetto Teorema di Hartley; ciò equivale a trasmettere con un codice contenente $\sqrt{1 + \frac{S}{R}}$ simboli diversi. Si deduce dal teorema suddetto che la portata informativa di un canale aumenta oltre che con la banda di frequenze trasmesse, anche col rapporto segnale/disturbo.

Questo quando si consideri il messaggio come un fenomeno incoerente e casuale; ma ciò praticamente non accade mai, ed anzi in genere si ha sempre una correlazione più o meno stretta fra un simbolo e quelli che lo precedono. Ciò permette di migliorare le conclusioni della formula di Hartley.Statisticamente, dati due insieme di valori x_i e y_i ed i loro valori medi $\overline{X}$ e $\overline{Y}$, si definisce come loro correlazione la:

$\Sigma (\overline{X} - x_i)(\overline{Y} - y_i)/N$

dove N è il numero totale dei segnali. Detta espressione, e per conseguenza la correlazione, è nulla quando la dipendenza delle y_i dalle x_i è puramente casuale.

Se si considera poi una funzione $f(t)$ qualunque o comunque complicata, ma avente carattere stazionario, la funzione $F(z)$ definita come il valor medio del prodotto di $f(t)$ per $f(t + z)$:

$$F(z) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} f(t)\, f(t + z)\, dt$$

viene chiamata funzione di autocorrelazione ed ha un aspetto straordinariamente semplice anche quando la $f(t)$ sia complicatissima.

Fra le varie importantissime proprietà della $F(t)$, due sono particolarmente degne di menzione, e più precisamente:

1) Se il segnale, la $f(t)$, è puramente casuale, per $z \to \infty$ la $F(z)$ tende al quadrato del valore medio di $f(t)$ (tende a zero se il valore limite è zero);

2) Se il segnale è periodico, anche la $F(z)$ è periodica con lo stesso periodo.

Queste proprietà permettono di estrarre da un messaggio inquinato da una componente casuale, da un disturbo di fondo, la parte che interessa, soprattutto quando detta parte sia periodica, migliorando in misura anche molto notevole il rapporto segnale/disturbo.

Alla sorgente di informazioni è legato l'insieme statistico dei segnali che essa può emettere insieme la cui entropia si chiama anche *entropia della sorgente di informazioni*.

Questa grandezza misura il grado di incertezza del destinatario prima di ricevere un segnale isolato, carattere o livello.

Nel caso di un collegamento telegrafico, ad esempio, l'entropia della sorgente di informazioni è l'entropia dell'insieme dei simboli telegrafici (lettere, numeri e segni di interpunzione).

Nel caso in cui la sorgente di informazioni emetta un segnale continuo, l'entropia è quella dell'insieme costituito dai valori possibili del segnale.

Le proprietà statistiche di tale insieme dipendono, evidentemente, dalle caratteristiche particolari della sorgente considerata e quindi l'entropia dell'insieme stesso varia di caso in caso.

Siccome è bene riferirsi ad un termine di paragone unico in tutti i casi, si usa esprimere l'entropia della sorgente in funzione dell'entropia di un insieme di segnali avente ben determinate proprietà statistiche.

In particolare si prende come riferimento un insieme avente la stessa *potenza specifica* (valore quadratico medio dei segnali possibili) di quello considerato e distribuzione di probabilità del tipo gaussiano; questa distribuzione gode, infatti, della notevole proprietà di dar luogo, a parità di altre condizioni, alla massima entropia.

Naturalmente diventa così necessario introdurre nelle formule un coefficiente, il più eguale ad 1, che tiene conto del fatto che la distribuzione di probabilità dell'insieme considerato può non essere gaussiana.

3.2.5. - *Entropia di un insieme di messaggi costituiti da segnali discreti* (numerici).

Oltre il grado di incertezza che il destinatario ha prima di ricevere un carattere isolato, interessa definire anche quello che egli ha prima di ricevere un messaggio completo, ad esempio un telegramma di N caratteri.

Esso è dato dall'entropia dell'insieme costituito da tutti i possibili telegrammi di N caratteri.

Il grado di incertezza che il destinatario ha prima di ricevere ciascun simbolo (lettera, numero o segno di interpunzione) coincide, come si è detto sopra, con l'entropia della sorgente di informazioni, cioè con l'entropia dell'insieme costituito dai simboli telegrafici: ciò, naturalmente, se non vi è correlazione fra le successive parti del telegramma.

Se, invece, vi è correlazione, il grado di incertezza del destinatario diminuisce, perchè i simboli successivi, possono essere più o meno determinati dalla porzione di telegramma trasmessa in precedenza.

Ciò vuol dire che l'entropia dell'insieme dei telegrammi di N simboli è tutt'al più eguale a N volte l'entropia della sorgente di informazione.

L'eguaglianza vale solo nel caso in cui fra i successivi simboli dei vari telegrammi possibili non vi sia correlazione.

3.2.6. - *Entropia di un insieme di messaggi costituiti da un segnale continuo* (analogico).

Tutti i messaggi fisici sono contraddistinti dalla proprietà che, almeno agli scopi pratici, le relative frequenze sono contenute in una ben determinata banda B: si pensi alla voce umana, al suono di uno strumento, ecc.

Ora è stato dimostrato (da Shannon) che per definire completamente un messaggio del genere, non occorre dare tutti gli infiniti valori che il relativo segnale (pressione sonora, tensione, corrente, ecc.) assume nel tempo di trasmissione T, ma basta dare i 2 BT valori che esso assume ad intervalli di tempo $\Delta t > \frac{1}{2}$ B.

Questa osservazione, di importanza fondamentale, permette di estendere ai messaggi continui i risultati raggiunti per i messaggi discreti. Si può quindi ancora dire che l'entropia dell'insieme dei messaggi costituiti da un segnale continuo, aventi durata T e larghezza di banda B, è tutt'al più uguale a 2 BT volte l'entropia della sorgente di informazioni; l'uguaglianza vale soltanto quando non vi sia correlazione fra i successivi valori del segnale stesso.

3.2.7. - *Quantità di informazione di un messaggio.*

In base a quanto si è detto sui concetti di informazione ed entropia, risulta immediato definire la quantità di informazione di un messaggio come la differenza fra l'entropia dell'insieme dei messaggi possibili e l'entropia residua dopo la ricezione del messaggio considerato.

Parlare di entropia residua nel messaggio ricevuto, vuol dire parlare di residua incertezza nella successione di elementi o di livelli che lo costituiscono.

A questo proposito basta pensare, ad esempio, nel caso di un messaggio telefonico, al fatto che la presenza del rumore di fondo fa sì che il messaggio originario non sia conoscibile che a mezzo dell'entità del rumore stesso: il grado di incertezza del messaggio ricevuto è perciò misurato dal grado stesso di incertezza del rumore, cioè della relativa entropia.

Trascuriamo di applicare questo concetto al caso di messaggi costituiti da una successione di simboli discreti, che non offre nessun ulteriore interesse.

(segue a pag. 563)

tecnica e circuiti

nuovi componenti

Istruzione programmata: nuovo metodo per l'insegnamento e l'apprendimento

Presentarsi non è mai compito facile, ma l'accoglienza favorevole ricevuta in occasione di precedenti lavori ci consente di sottoporre con fiducia questa nuova rubrica al giudizio dei lettori per una duplice serie di aspetti:
— il metodo di esposizione
— gli argomenti trattati.
Il metodo è quello comunemente conosciuto come « PROGRAMED INSTRUCTION ». Con questa denominazione si indica un campo nuovo e in piena evoluzione che riguarda la metodologia dell'insegnamento e dell'apprendimento. I principi su cui si basa questa nuova metodologia sono gli stessi tradizionali dell'insegnamento, universalmente riconosciuti, ma che mai sono stati analizzati ed applicati secondo uno schema ricavato da vaste indagini psicologiche sul comportamento umano nell'apprendimento.
Fin dal 1930 alcuni educatori ed alcuni psicologi iniziarono approfonditi studi sul comportamento umano onde ricavare degli elementi nuovi dai processi di apprendimento degli individui. F.B. Skinner, della Harvard University, fu uno dei primi ad occuparsi di tali problemi e, assieme a numerosi collaboratori, preparò alcune sperimentazioni di questa nuova metodologia dell'apprendimento in scuole, università, istituti di ricerca, scuole aziendali e militari.
La prima serie di documenti, che descrivono l'uso pratico dei principi della Programed Instruction, è dovuta allo Skinner che, nel 1954, diede l'avvio ad una rivoluzione dell'insegnamento e dell'apprendimento.
L'elemento essenziale degli studi fatti dallo Skinner è lo « human behavior », cioè il comportamento umano, inteso come l'insieme dei processi attraverso i quali l'uomo modifica il proprio comportamento sotto l'azione di stimoli osservabili e misurabili esteriormente.
Analizzando i risultati di alcuni esperimenti lo Skinner riuscì a definire il metodo con il quale un comportamento poteva essere portato ai risultati finali desiderati attraverso degli « stadi intermedi ».
Secondo lo Skinner in ogni stadio si deve creare uno stimolo al quale l'interessato deve reagire in modo positivo, adattando il proprio comportamento alla nozione appresa. L'effetto che lo stimolo produce trova riscontro nello stadio successivo.
Seguendo le indicazioni dello Skinner la United States Air Force, l'Office of Naval Research, la Ford and Carnegie Foundation, l'United States Office of Education fecero molti esperimenti. I risultati ottenuti furono incoraggianti per l'efficacia del metodo.
Da allora la « Programed Instruction » è dilagata, sia per le innumerevoli applicazioni, sia per l'elevato numero di specialisti che ad essa si sono dedicati per studiare nuovi metodi ed affinare quelli già esistenti.
La « Programed Instruction » ha le seguenti caratteristiche:
— permette all'interessato di procedere al proprio ritmo
— presenta una materia in sequenze ordinate
— ciascuna sequenza presenta un nuovo concetto elementare
— ogni sequenza presenta una domanda, posta in forma diretta o indiretta, alla quale l'interessato risponde, partecipando in modo attivo alla trattazione
— l'interessato è immediatamente avvertito della validità della sua risposta.
Tra i metodi che hanno ormai raggiunto una riconosciuta validità elenchiamo:
— il metodo lineare di Skinner
— il metodo articolato di Crowder
— il metodo ramificato di Kay (skip-branching).
Dal prossimo numero di questa pubblicazione inizieremo, con il metodo lineare, lo studio dei diodi controllati al silicio e delle loro applicazioni.
Ad essi faranno seguito altri componenti di indiscussa attualità, quali, ad esempio, le unigiunzioni.
Il metodo dalle risultanze stimolanti ed il contesto di innegabile interesse ci consentono di proporre fiduciosamente quanto esposto. Vorranno i lettori seguirci?

Programed Instruction Technical Group
(Beniamino Busato, Alberto Ferrari, Adriano Molini, Giorgio Scarpa)

notiziario industriale

In visita al complesso Philips di Monza

Lunedì, 27 novembre il ministro dell'industria, on. Giulio Andreotti ha visitato il complesso degli stabilimenti Philips di Monza, che articolandosi in ben cinque fabbriche occupa una superficie totale di 190.000 mq e dà lavoro a diverse migliaia di dipendenti.
A ricevere l'illustre ospite vi erano il sindaco di Monza, prof. Giacomo Nava, il prefetto di Milano, dottor Libero Mazza, l'amministratore delegato della Philips Italiana, sig. Gerrit Hanneman e le autorità cittadine.
Nel corso della visita il Ministro si è soffermato particolarmente presso gli stabilimenti di produzione di cinescopi per televisori e presso il reparto dei tubi ad onda progressiva.
In quest'ultimo reparto la produzione dei tubi elettronici a larga banda si avvantaggia di una tecnologia notevolmente avanzata, paragonabile a quella dei paesi più progrediti in questo campo.
La disponibilità di questi nuovi tubi amplificatori detti ad onda progressiva ha dato un grande impulso alle telecomunicazioni. Essi trovano il loro impiego in telefonia, in ponti radio e televisivi, nelle apparecchiature radar, ecc. Sono dotati di una grande larghezza di banda e coprono le frequenze da 3.400 a 8.500 MHz. In pratica — facendo il caso di un ponte radio adibito alla telefonia — ciò si traduce nella possibilità di trasmettere contemporaneamente più segnali differenti (multicanali), ad esempio 2.400 conversazioni contemporanee. Per giungere alla produzione di questi tubi e a quella degli accessori relativi (focalizzatori, guide d'onda, ecc.) è stato necessario risolvere una complessa serie di problemi meccanici, di saldatura, di elettrogalvanica, delle tecniche di saldatura vetro-metallo e ceramica-vetro per tenute ad altissimo vuoto; sono stati costruiti nuovi componenti di estrema leggerezza e di elevate doti di resistenza meccanica; sono stati registrati alcuni brevetti. In sostanza a Monza la tecnica ha fatto passi in avanti di rilevante importanza, tanto

Reparto Tubi ad onde progressive. Le tecniche di brasatura vetro-metallo e ceramica-metallo per tenute ad alto vuoto (di cui si scorgono alcune apparecchiature) hanno compiuto notevoli avanzamenti a seguito della ricerca applicata svolta dai tecnici del reparto.

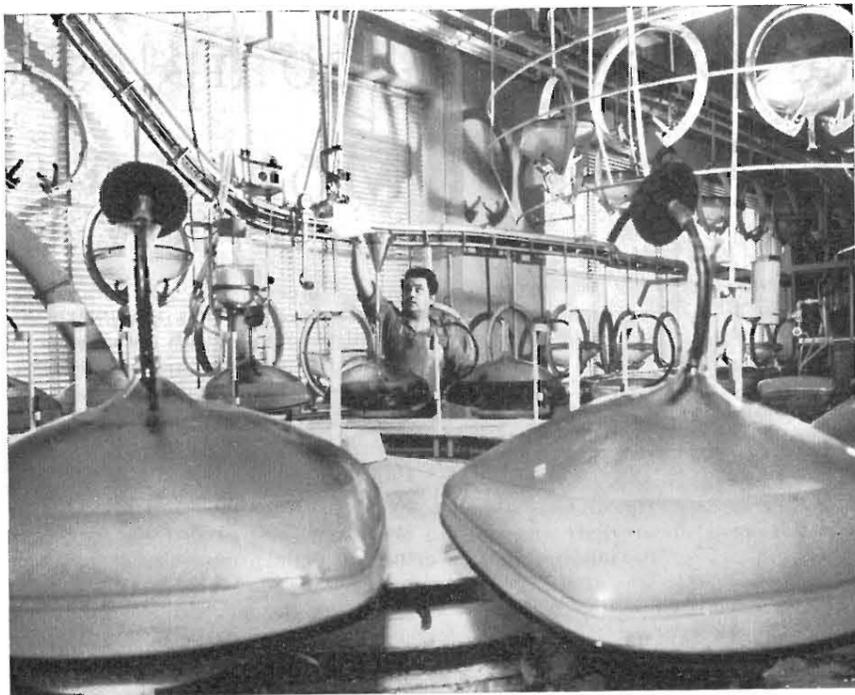



Foto 1 - Un operatore versa i fosfori all'interno dell'ampolla di un cinescopio: la loro sedimentazione formerà lo schermo luminescente del nostro televisore. Quando venne inaugurata nel 1959 la fabbrica Cinescopi Philips di Monza venne definita la più moderna d'Europa per la razionalità degli impianti e l'alta produttività.

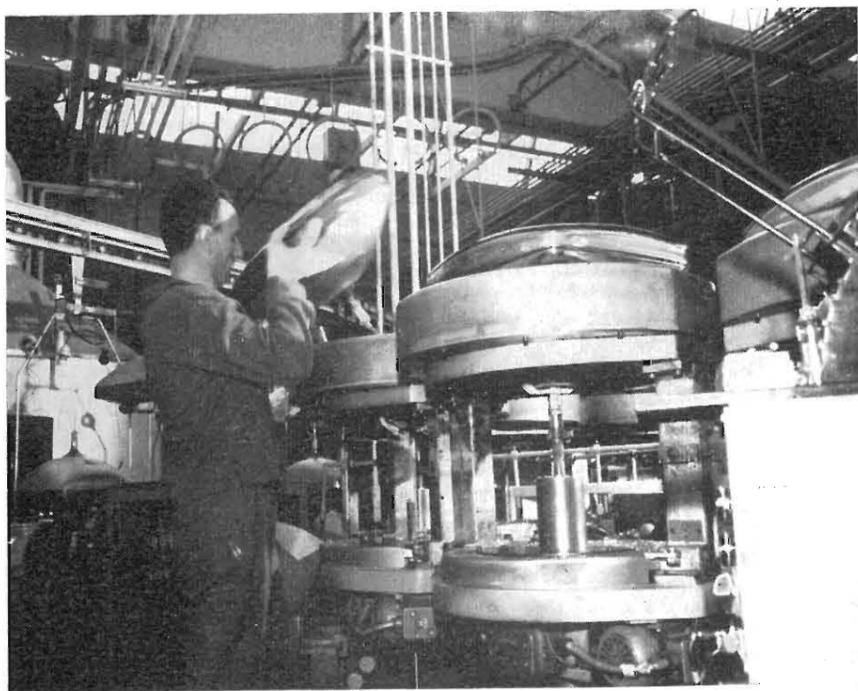



Foto 2 - Particolare delle fasi di lavorazione di un cinescopio: questa è la parte più importante di un televisore. Lo stabilimento della Philips di Monza ha una produttività potenziale di 800 mila tubi per televisori all'anno.

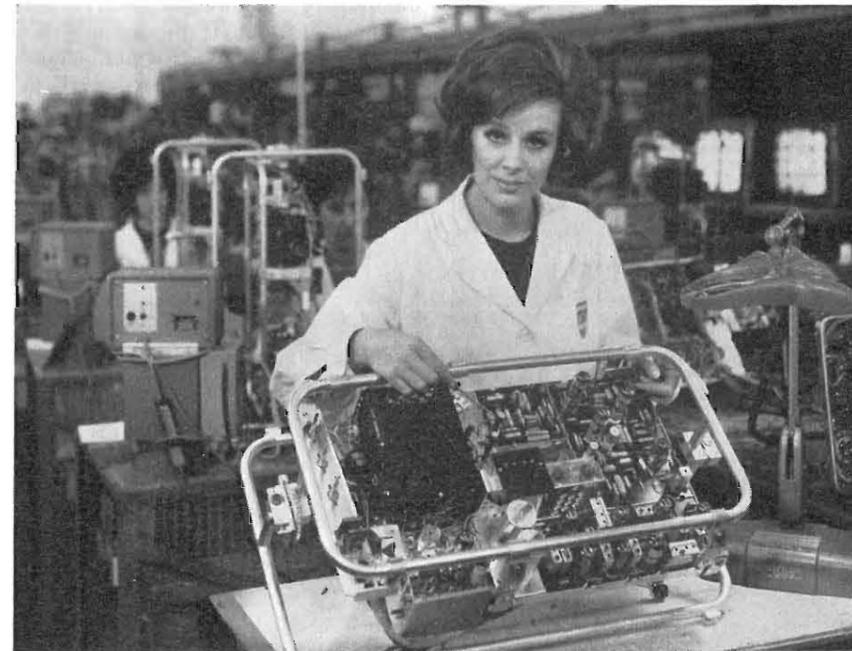



Foto 3 - Durante la lavorazione di un televisore — il telaio è pressochè completo — si inizia la numerosa serie dei collaudi: qui l'operazione di controllo del cablaggio.

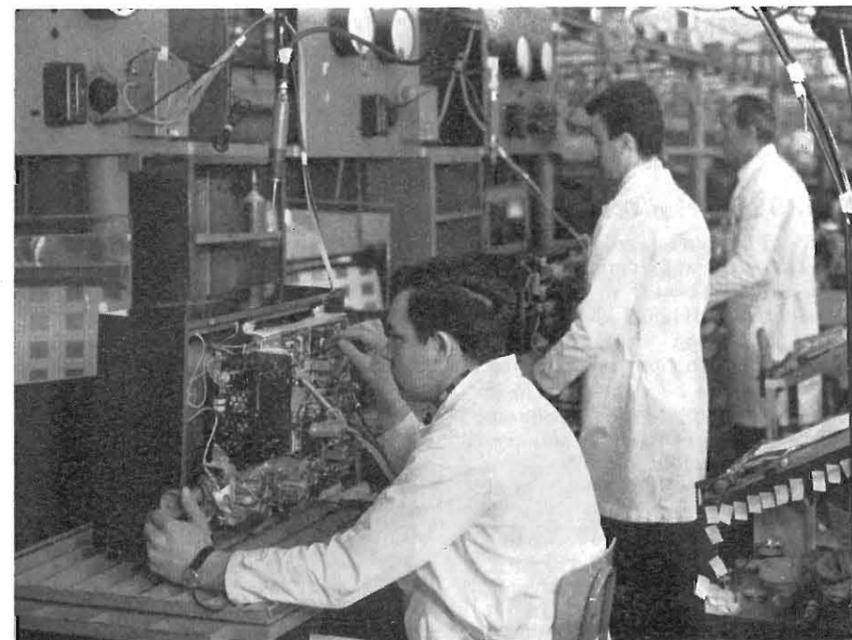



Foto 4 - Verso la conclusione della catena il televisore ha assunto quasi completamente la sua fisionomia: mobile, cinescopio e telaio montati assieme.

Foto 5 - Il televisore è completo; ha inizio ora la lunga serie dei collaudi finali. Il segnale a reticolo fornisce informazioni sull'ampiezza, la linearità, l'altezza dell'immagine; si arriverà poi alla luminosità ed al contrasto.

da indurre i laboratori centrali della Philips ad affidare esclusivamente alla fabbrica italiana la produzione di questi componenti ed oggi essa produce i tubi ad onda progressiva non solamente per il mercato italiano, ma anche per l'esportazione. All'intenso lavoro di ricerca applicata, svolto dal reparto, si aggiunge anche un impegno ancor più oneroso, quello della progettazione e sviluppo di nuovi tubi miniaturizzati che possono essere impiegati anche su satelliti.

La visita del ministro Andreotti è poi proseguita alla fabbrica degli apparecchi radio e TV: con una breve rassegna fotografica seguiremo il suo stesso itinerario e vedremo come nasce un televisore nelle fabbriche Philips.

Nella foto n. 1 vediamo uno scorcio della fabbrica cinescopi Philips di Monza dove viene creato il cuore del televisore, vale a dire lo schermo. Nella foto n. 2 — sempre alla fabbrica cinescopi — un'altra fase della lavorazione: nel collo dell'ampolla viene inserito il « cannone elettronico », quel dispositivo cioè capace di generare e sparare sullo schermo un raggio di elettroni che, opportunamente guidato, riprodurrà sullo schermo, riga per riga, le immagini ricevute. Foto n. 3: siamo alla fabbrica degli apparecchi. Sul telaio sono state già montate le centinaia di componenti necessari per far funzionare l'apparecchio. L'operaia in primo piano in questa fase della lavorazione controlla il « cablaggio », ovverossia il collegamento dei componenti, che costituisce lo « schema elettrico ». Foto n. 4: a questo stadio si può parlare di « televisore »: gli elementi essenziali telaio e cinescopio sono stati montati entro il «mobile» al quale manca solamente la copertura della parte posteriore. Si eseguono le ultime regolazioni e fra poco l'apparecchio sarà completo. Foto n. 5: al termine della catena di montaggio, il televisore assume la sua veste definitiva. Inizia ora la lunga serie dei collaudi finali. Foto n. 6: operazioni speciali come questa (controllo dell'isolamento tra componenti e telaio mediante applicazione di alta tensione) costituiscono una delle verifiche di sicurezza. Nella fabbrica il Controllo di Qualità rappresenta il cliente e le sue esigenze.

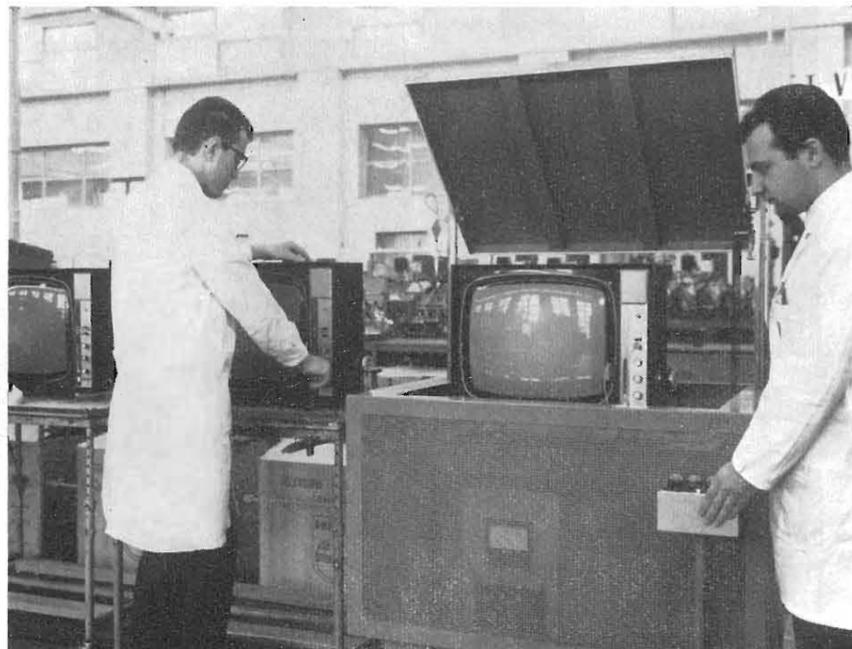
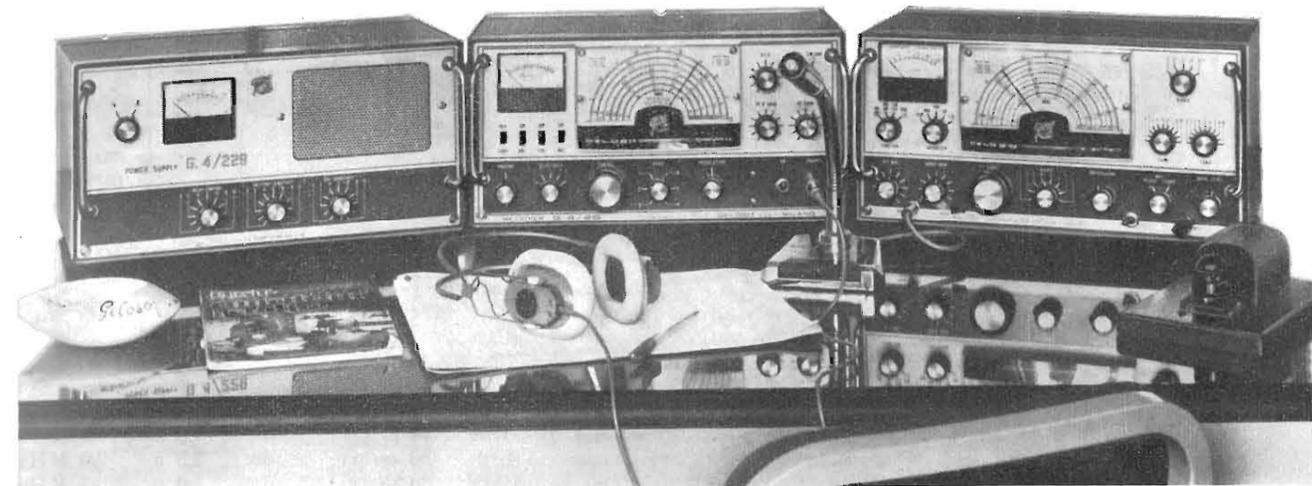



Foto 6 - Il laboratorio di Qualità alle prese con il prodotto finito: prove, collaudi e verifiche si susseguono per consegnare al cliente un apparecchio perfetto.

La Geloso presenta la « linea G »

Riteniamo di fare cosa gradita ai radioamatori (e ce ne sono ancora molti!) riportando le caratteristiche e le finalità di una recente realizzazione della « GELOSO » nel campo della trasmissione monobanda (« BLU » non vuole ricordare un colore, ma designare il sistema di radiotrasmissione a Banda Laterale Unica. La Sigla internazionale è SSB = Single Side Band ed è parente della Vestigial Side Band ben nota nel campo delle emissioni televisive).

La realizzazione, cui abbiamo accennato, è un'apparecchiatura chiamata « linea G » ricetrasmittente nel campo delle onde corte e cortissime e che metterà il radiantista nelle condizioni di comunicare con piena soddisfazione.

Per non alterare lo spirito e gli intendimenti della « Geloso », cediamo la penna al suo tecnico, che vi illustra qui di seguito: « Cos'è la linea G ».

L'affollamento delle gamme riservate alle comunicazioni radiantistiche, la richiesta di maggiori potenze ed il desiderio di effettuare collegamenti con paesi sempre più lontani hanno portato allo sviluppo del sistema di trasmissione e ricezione in SSB.

Ciò comporta un notevole aumento della complessità di queste apparecchiature, tale da rendere non agevole la costruzione di esse da parte del radioamatore.

La « Geloso » ha quindi realizzato industrialmente, con criteri professionali, la « linea G » cioè una serie di apparecchi costituita dal trasmettitore G. 4/228, dal relativo alimentatore G. 4/229 e dal ricevitore G. 4/216.

Tutti questi apparecchi sono eleganti, hanno una forma molto compatta, grande robustezza costruttiva e possono essere usati con successo anche da parte di radioamatori non particolarmente esperti.

In questa pubblicazione sono inoltre illustrati i convertitori a « nuvistor » per le gamme 144 e 432 MHz, da accoppiare al G. 4/216, ed i Gruppi VFO atti alla realizzazione di trasmettitori MA ad onda continua.

G 4/216 RICEVITORE PER GAMME RADIANTISTICHE

Il ricevitore G. 4/216 è un ricevitore a doppia conversione di frequenza, con oscillatori a quarzo. Ha sensibilità e stabilità elevatissime, con possibilità di ricevere segnali AM-CW ed SSB.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamme coperte: gamma 10 m (28 ÷ 30 MHz) - gamma 15 m (21 ÷ 21,5 MHz) gamma 20 m (14 ÷ 14,5 MHz) - gamma 40 m (7 ÷ 7,5 MHz) - gamma 80 m (3,5 ÷ 4 MHz) - gamma C 144-146 MHz con convertitore esterno (26 ÷ 28 MHz).

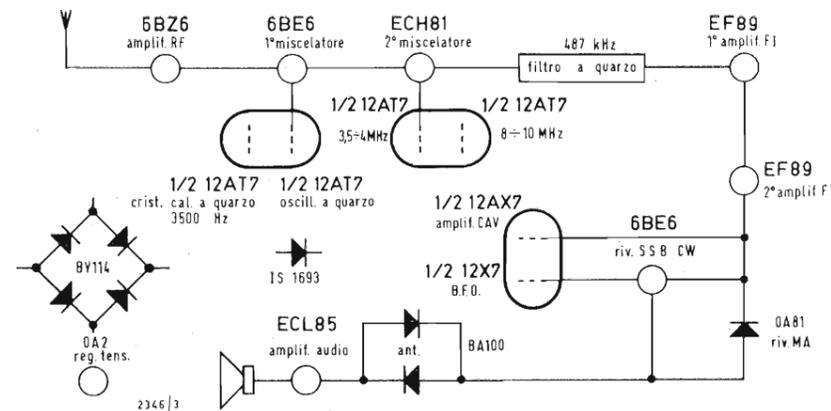
Comando di sintonia: con demoltiplica.

Precisione di taratura delle frequenze: ± 5 kHz nella gamme 80, 40, 20 m; ± 10 kHz nelle gamme 15 e 10 m.

Stabilità di frequenza nel tempo: ± 0,5 per 10 000 (± 50 Hz per MHz).

Frequenze intermedie: 3,5 ÷ 4 MHz e 467 kHz.

Reiezione d'immagine: superiore a 50 dB su tutte la gamme.

Reiezione di frequenza intermedia: superiore a 70 dB.

Sensibilità: migliore di $1 \mu V$ per 1 W di potenza BF.
Rapporto segnale/disturbo con $1 \mu V$ > 6 dB.
Selettività 5 posizioni: Norm. - Xtal 1 - Xtal 2 - Xtal 3 . Xtal 4.
Ricezione dei segnali modulati in ampiezza.
Ricezione dei segnali SSB: circuito amplificatore e rivelatore dei segnali SSB con reinserzione della portante.
Limitatore dei disturbi: « noise limiter » efficace per tutti i tipi di segnale.
Indicatore d'intensità del segnale: « S-meter » calibrato per i vari segnali da « S 1 » a « S 9 ».
Potenza BF disponibile: 1 W.
Entrata d'antenna: impedenza 50 ÷ 100 Ω, non bilanciata.
Uscita: 3 ÷ 5 Ω e 500 Ω - presa per cuffia.
Interruttori: generale e di «stand-by»
Tubi elettronici impiegati: 10, più uno stabilizzatore di tensione.
Diodi: n. 12.
Quarzi: n. 7 per le frequenze 467 kHz; 3500 kHz; 11 MHz; 25 MHz; 18 MHz; 20 MHz; 36 MHz.
Alimentazione: con tensione alternata 50 ÷ 60 Hz, da 110 a 240 V. Consumo: 90 VA.
Dimensioni d'ingombro: larghezza 39 cm; altezza 19 cm; profondità 27 cm.
Peso totale netto, comprese le valvole: kg. 11.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Gamme d'onda

Le gamme d'onda ricevibili sono 6 e coprono le bande di frequenza concesse al traffico dei radioamatori. Esse sono:

10 metri	da	30,0	a	28,0 MHz
15 metri	da	21,5	a	21,0 MHz
20 metri	da	14,5	a	14,0 MHz
40 metri	da	7,5	a	7,0 MHz
80 metri	da	4,0	a	3,5 MHz
2 metri (¹)	da	144	a	146 MHz

Scala 144 ÷ 146 MHz.

Una scala graduata da 144 a 146 MHz è stampata al posto della scala 26 ÷ 28 MHz (gamma 2) e consente la lettura diretta delle frequenze ricevibili nella gomma radioamatori dei 2 metri quando al ricevitore G 4/216 venga collegato uno dei convertitori Geloso.

Sensibilità - Selettività - Stabilità

Un segnale a radiofrequenza di un μV entrante in antenna (impedenza di 50 Ω) fornisce 1 W di uscita in bassa frequenza, con un rapporto segnale/disturbo maggiore di 6 dB. Su qualsiasi gamma la reiezione, ossia l'attenuazione della frequenza immagine è superiore a 50 dB, mentre la reiezione della frequenza intermedia supera i 70 dB.
La selettività della FI è variabile con commutazione e può essere scelta su cinque posizioni diverse, quattro delle quali impiegano un circuito filtro a quarzo.
Il G 4/216 fa uso di una doppia conversione di frequenza.
Il vantaggio di questo sistema consiste nella possibilità di ottenere un alto grado di reiezione della frequenza immagine e un'elevata selettività complessiva.
Il valore della prima Frequenza Intermedia è di 3,5-4 MHz. La selettività di FI è ottenuta nei diversi gradi con l'impiego del filtro a quarzo; i circuiti accordati interessati utilizzano nei confronti della FI già citata, un valore più basso (467 kHz), che permette sia un'amplificazione maggiore, sia un grado più elevato di selettività.

(¹) In unione ad un convertitore avente uscita 26 ÷ 28 MHz.

Il circuito

Il circuito è riassunto nello schema a blocchi. In esso si può osservare la funzione dei diversi stadi.
Sull'alimentazione anodica del primo stadio amplificatore a FI è inserito uno strumento indicatore («S-Meter»), che, previamente tarato, consente la lettura dell'ampiezza del segnale entrante.
Alla seconda valvola amplificatrice a FI segue un diodo tipo OA 81 che adempie alle funzioni di rivelatore dei segnali modulati in ampiezza.
Il circuito anti-disturbi è del tipo a doppia azione ed autoregolantesi, ottenuto con due diodi al silicio ed è efficace per tutti i tipi di ricezione.
La sezione triodo di un 12 AX 7 viene impiegata quale oscillatrice di nota sulla frequenza della seconda FI (467 kHz). Il circuito oscillatorio di questo tubo è accoppiato alla griglia del rivelatore a prodotto per CW ed SSB. In questo stadio, la variazione di frequenza è ottenuta mediante la azione di un potenziometro, che preleva una tensione continua stabilizzata da un diodo zener. Questa tensione è applicata ad un diodo di tipo varicap, che provvede alle variazioni di capacità e quindi delle frequenze generate entro un limite di circa ± 2000 Hz dal battimento zero.
Un comando posto sul pannello frontale (BFO) permette la variazione di frequenza dell'oscillatore e, conseguentemente, la variazione di nota con la quale è possibile ottenere la ricezione di un dato segnale interferente con altri.
Nel caso di ricezione di segnali SSB, il segnale prodotto dal 12 AX 7 serve alla reinserzione della portante, della stazione ricevuta, soppressa all'atto della trasmissione, e serve quindi a rendere intelligibile tale tipo di segnali.

G4/228 TRASMETTITORE PER GAMME RADIANTISTICHE

Il trasmettitore G. 4/228 è appositamente studiato per la trasmissione a banda laterale unica SSB; esso inoltre consente la trasmissione in CW, DSB e MA. Sono da sottolineare alcune nuove caratteristiche: la soppressione della portante è effettuata con un tubo 7360; la soppressione della banda laterale indesiderata è ottenuta mediante filtro a quarzo. E' possibile il funzionamento automatico sia in grafia, quanto in fonia.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tipi di trasmissione:
— SSB: Fonia con banda laterale unica (superiore od inferiore) e portante soppressa;
— DSB: Fonia con doppia banda laterale e portante soppressa, oppure MA normale;
— CW: Trasmissione di portante manipolata.

Frequenze trasmesse:
Gamme: 80, 40, 20, 15, 10 metri (la gamma 10 metri è divisa in 4 sottogamme);
Coperture: 3,5-4 MHz; 7-7,5 MHz; 14-14,5 MHz; 21-21,5 MHz; 28-28,5 MHz; 28,5-29 MHz; 29-29,5 MHz; 29,5-30 MHz.
Potenza d'alimentazione stadio finale
— SSB: 260 W PEP
— CW: 225 W
— MA: 120 W
Potenza d'uscita RF
— SSB: 150 W PEP (nominale)
— CW: 150 W
Sensibilità BF (microfono): 6 mV.
Impedenza ingresso BF: 0,5 MΩ
Soppressione della portante: > 50 dB
Soppressione della banda indesiderata: > 50 dB (a 1 kHz)
Prodotti di distorsione:
2° armonica < 40 dB
3° armonica < 40 dB
Ronzio e rumore di fondo: < 40 dB
Battimenti indesiderati: < 50 dB
— Tubi elettronici, semiconduttori e raddrizzatori usati:
— G 4/228: n. 14 tubi; 2 transistori; 4 diodi.
— G 4/229: n. 3 tubi; 15 diodi.
Dispositivi ausiliari: circuiti « VOX » ed « ANTI-TRIP » per la commutazione automatica « Riceve-Trasmette » comandata « a voce » dal microfono, con possibilità di regolazione della soglia di entrata in funzione e del ritardo a passare in «stand-by». Esiste già incorporato nel trasmettitore un circuito, selezionabile dal pannello mediante il commutatore « Operation », che consente l'uso del « break-in » in telegrafia. Circuito ALC (Automatic Level Control).
Dispositivi antidisturbi: soppressione delle interferenze nella banda TV ottenuta con schermatura del Gruppo VFO e di tutto l'apparecchio; con filtri inseriti nei circuiti di collegamento con la rete; uscita RF con attacco coassiale schermato.
Risposta a BF: 300 - 3.000 Hz.
Impedenza d'antenna: 50 - 100 Ω, adattabile con circuito a « P-greco ».
Isoonda: dispositivo per il rapido controllo.
Stabilità di frequenza: △ f (dopo il periodo di riscaldamento) < 100 Hz
Fonia: modulazione fino al 100%.
Grafia: con manipolazione sul circuito del 2° mixer del VFO e possibilità di funzionamento in « break-in ».
Quarzi impiegati: n. 7, per le frequenze: 21,5 MHz; 25 MHz; 32 MHz; 32,5 MHz; 33 MHz; 33,5 MHz; 8998,5 kHz; 9001,5 kHz.
Alimentazione: con tensione alternata 50 ÷ 60 Hz, da 100 a 250 Volt.
Potenza assorbita: 175 ÷ 440 VA.
Strumento di misura (sul G 4/229): consente la misura della tensione e

della corrente di alimentazione dello stadio finale.
Altoparlante (incorporato nel G 4/229): di tipo ellittico, da collegare al G 4/216.
Dimensioni: 2 mobili di cm 39x19x27.
Pesi: G 4/228 kg 10 - G 4/229 kg 15.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La generazione della radiofrequenza modulata, con la soppressione di una banda laterale e della portante, è ottenuta alla frequenza di 9 MHz per tutte le gamme.
Il sistema adottato è quello a filtro (Xtal lattice filter). Date le caratteristiche di selettività del filtro, per funzionare in SSB, è necessario che la frequenza pilota generata dall'oscillatore locale, si trovi sul punto appropriato della curva di selettività.
Le frequenze dei quarzi pilota sono 8998,5 MHz e 9001,5 MHz.
Poichè il trasformatore d'uscita, collegato alle placche del tubo 7360, è bilanciato, all'uscita del modulatore non è presente la portante (emissione in DSB), quando le placchette siano state bilanciate.
La trasmissione fonica in MA (ampiezza variabile) può essere effettuata sbilanciando il modulatore nella condizione DSB in modo da avere in uscita anche la portante.
La trasmissione in CW si ottiene ripetendo le condizioni necessarie per la DSB, ma iniettando un segnale a 1400 Hz, prodotto internamente da un apposito generatore (side-tone) su una delle placchette del tubo 7360 modulatore bilanciato.

Il modulatore bilanciato dà la portante in continuità in quanto la bassa frequenza iniettata crea due bande laterali (la portante è già soppressa dal sistema di funzionamento in DSB). Una sola, attraverso il filtro, passa agli stadi successivi. Questa frequenza ha le caratteristiche di una portante, essendo la bassa frequenza iniettata in ampiezza e frequenza costanti. L'altra banda laterale non potendo passare attraverso il filtro, rimane soppressa. La manipolazione è ottenuta interdicendo e attivando il 2° miscelatore.
Il segnale di uscita potrà essere portante soppressa e bande laterali presenti (DSB); oppure CW, o una sola banda laterale, USB o LSB.
La tensione a radiofrequenza a 9 MHz ottenuta precedentemente viene miscelata una prima volta con una frequenza fissa, ed una seconda volta con una frequenza regolabile da 5 a 5,5 MHz, ottenendo tutte le gamme volute (80, 40, 20, 15 e i 10 metri in quattro bande).
L'oscillatore a frequenza fissa è stabilizzato a quarzo ed utilizza un nuvistor tipo 6 CW 4. La sua alimentazione è pure stabilizzata.
Questo oscillatore è accoppiato alla griglia del 1° miscelatore.
Si ottiene così il vantaggio di rendere indipendente l'oscillatore dal carico con aumento della selettività (riduzione di armoniche) e della costanza dell'ampiezza dell'oscillatore su tutte le frequenze.
Tale oscillatore funziona sulle gamme dei 40,15 e 10 metri.

Schema a blocchi del trasmettitore G 4/228 - G 4/229.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Renato Magnani

Ponte di misura per condensatori General Radio mod. 1617

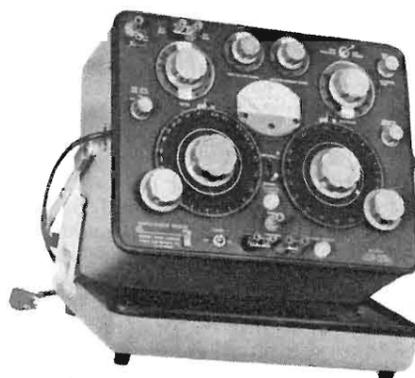



Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITA'

Forse molti lettori rimarranno un poco perplessi nell'esaminare l'estensione del campo di misura di questo strumento, il ponte per condensatori tipo 1617 della G.R., che copre la gamma da 0 a 1,1 farad; il farad, per la maggior parte di noi, rappresenta solo un'unità teorica, inusitatamente grande per la gamma dei comuni condensatori reali.

Purtuttavia, con lo sviluppo di nuovi circuiti elettronici e specialmente alimentatori a bassa tensione per circuiti a transistori, si nota la tendenza all'utilizzazione di condensatori elettrolitici di filtro di capacità sempre più grande e non sono rari condensatori da 10.000 μF (cioè 0,01 F) e oltre. Alcuni costruttori hanno poi in normale produzione condensatori da 0,1 F per usi speciali per cui possiamo dire che questo strumento soddisfa un'esigenza di misura crescente.

Indipendentemente dallo strumento vero e proprio ci è parso inoltre interessante prendere in esame il 1617 perchè ci permette, come vedremo più avanti, di fare alcune, sia pur brevi, considerazioni sulle misure a 4 ed a 3 terminali, rispettivamente necessarie per le misure di piccole e grandi impedenze.

Il ponte 1617 è particolarmente atto alla misura di condensatori elettrolitici e permette di effettuare la misura, oltre che della capacità, del fattore di dissipazione D (o coefficiente di perdita); inoltre esso permette di fornire una tensione continua di polarizzazione, variabile con continuità da 0 a 600 V e controllabile dallo strumento del ponte stesso, come è in genere richiesto nelle condizioni di prova di questi condensatori.

La frequenza del segnale di misura interno è di 100 Hz e corrisponde alla fondamentale della componente alternata applicata ai condensatori di filtro negli alimentatori ad onda intera (con frequenza di rete a 50 Hz); questa frequenza è normalmente la frequenza di misura per quasi tutti i tipi di condensatori. Nel caso si voglia provare il condensatore incognito a frequenza diversa è possibile collegare al ponte un adatto generatore di segnali e operare nel campo da 40 Hz a 1 kHz, per la maggior parte della gamma di misura, senza alcuna riduzione della precisione.

La tensione di prova interna è disponibile in tre livelli massimi di segnale: da 0,2 - 0,5 e 2 V efficaci. Questi valori esprimono il livello della tensione applicata al ponte di misura mentre al condensatore in prova viene applicata una tensione leggermente inferiore. Il livello di misura a 0,5 V è lo « standard » normalmente usato nell'industria; il livello dei 2 V viene inserito per ottenere una buona sensibilità sulla portata più bassa dello strumento (da 0 pF a 1000 pF) mentre il livello degli 0,2 V consente l'esecuzione di misure a basso livello, come indicato dalle norme EIA e MIL per alcuni tipi di condensatori.

Come già accennato la gamma della tensione di polarizzazione fornita dal ponte si estende da 0 a 600 V in sei gamme ed è quindi sufficientemente ampia per la maggior parte dei condensatori; nel caso si voglia disporre di una tensione maggiore è possibile applicare una tensione di polarizzazione esterna fino ad 800 V.

Una comune pratica di misura consiste comunque nell'utilizzare una tensione continua di polarizzazione di 1,5 V con una tensione del segnale di prova di 0,5 V. Si noti che nel caso di condensatori al tantalio le norme prescrivono l'utilizzazione di una tensione di polarizzazione tale che, quando viene aggiunto il segnale alternato di prova, la somma tensione c.c. + tensione c.a. non deve mai risultare negativa e non deve superare la tensione nominale.

La tensione continua di polarizzazione in uscita viene indicata dall'unico strumento indicatore del pannello frontale che serve anche come indicatore di zero per il ponte e rivelatore della corrente di fuga del condensatore in prova; il valore minimo di corrente rilevabile è di 0,5μA. Nel caso si desideri una sensi-

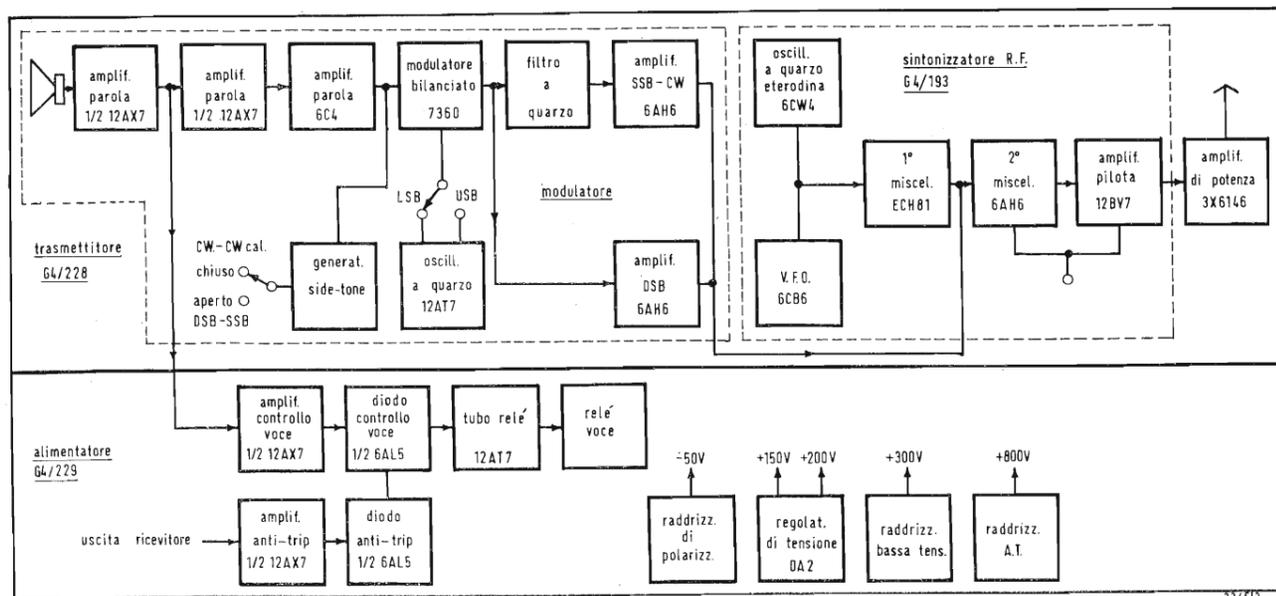
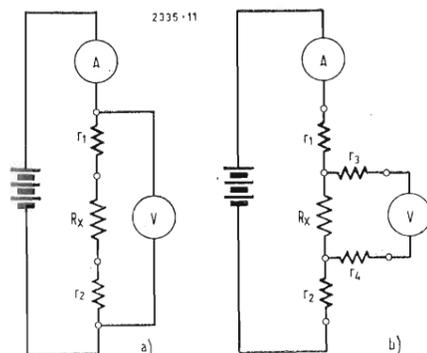



Fig. 2 - Semplici circuiti a 2 e a 4 terminali per la misura di resistenze. Nel caso di fig. 2a le resistenze r_1 e r_2, che rappresentano le resistenze dei cavetti, delle giunzioni, etc. possono introdurre un notevole errore nel caso di misura di una R_x molto bassa, mentre con la misura a 4 terminali, fig. 2b, questi effetti sono annullati.

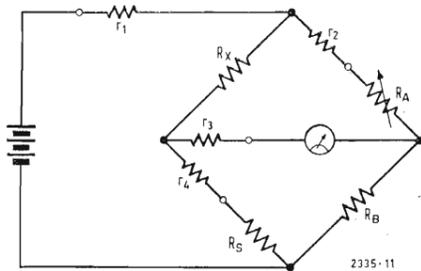



Fig. 3 - Circuito a ponte di Wheatstone per la misura di resistenze a 4 terminali; r_1, r_2, r_3 ed r_4 rappresentano le resistenze parassite di collegamento.

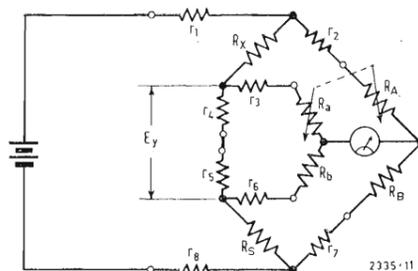



Fig. 4 - Doppio ponte di Kelvin per la misura di resistenze a 4 terminali; la seconda serie di bracci R_a ed R_b divide la tensione d'errore E_y in modo proporzionale.

bilità superiore è prevista l'inserzione di un microamperometro esterno.

Dato che si tratta di uno strumento previsto per la misura di condensatori elettrolitici ne deriva la necessità di un esteso campo di misura del fattore di dissipazione D (o coefficiente di perdita) il cui valore, in questi condensatori, è spesso superiore ad 1 $\div$ 120 Hz.

Il campo di misura si estende quindi da 0 a 10; questo campo così esteso potrebbe creare delle difficoltà di misura, quando si rilevano valori di D superiori ad 1, se non fosse montato sul ponte uno speciale dispositivo meccanico di bilanciamento ORTHONULL che permette di convertire regolazioni interdipendenti del ponte in regolazioni indipendenti, per cui le componenti reale ed immaginaria dell'impedenza possono essere bilanciate senza sequenze di regolazioni ed aggiustamenti che richiederebbero molto tempo.

Il ponte 1617 è dotato di alcuni dispositivi di sicurezza atti a salvaguardare l'incolumità dell'operatore e dello strumento stesso. Infatti le misure di condensatori di grande capacità sono, di per se stesse, pericolose in quanto sul condensatore in prova può essere immagazzinata un'energia mortale; inoltre, per ottenere una buona sensibilità in c.a., è stato inserito un condensatore di grande capacità sull'alimentazione interna in c.c. ed anche questo risulta carico con un'energia pericolosa. Sono quindi state previste due lampade-spia che indicano lo stato di carica del condensatore e l'inserzione della tensione di polarizzazione; sono quindi previsti circuiti di scarica dei condensatori ed altre avvertenze circuitali. Fra l'altro, se non è richiesta la tensione di polarizzazione, si devono disporre in modo non corretto ben tre commutatori prima di avere sui morsetti una tensione pericolosa.

2. - DATI TECNICI

— Misura di capacità con frequenza di prova interna di 120 Hz da 0 a 1,1 F; nel campo da 0 a 0,11 F precisione $\pm$ 1%, $\pm$ 1 pF con divisione di scala di 2 pF; nel campo da 0,11 F a 1,1 F la precisione è del $\pm$ 2%. La misura può essere effettuata con adatto generatore esterno con frequenze di prova da 40 a 120 Hz con lo stesso campo di prova e precisione di cui sopra. È possibile l'impiego di frequenze fino al di sotto dei 20 Hz ma con precisione inferiore. Con frequenze di prova da 120 Hz a 1 kHz, sempre fornite da un appropriato generatore esterno, il campo di misura va da 0 a 1 F $\left(\dfrac{100}{f_{Hz}}\right)^2$, dove f_{Hz} esprime il valore della frequenza in Hz. Purchè si adottino alcune precauzioni per le misure, anche in questo caso la precisione è di $\pm$ 1%, $\pm$ 1 pF.

— Misura del fattore di dissipazione; con frequenza di prova interna di 120 Hz o esterna da 40 a 120 Hz il campo di misura va da 0 a 10 $\dfrac{f_{Hz}}{120}$ con precisione $\pm$ 0,001 $\pm$ 0,01 C $\pm$ 2%. Con frequenza di prova esterna da 120 Hz a 1kHz il campo si estende da 0 a 10 con precisione $[\pm 0{,}001 \pm 0{,}01\, C]\,\dfrac{f_{Hz}}{120} \pm 2\%$.

C esprime il valore della capacità in farad.

— L'errore di misura introdotto a causa della resistenza dei collegamenti è inferiore all'1% nella misura della capacità ed a 0,01 per la misura del D (fattore di dissipazione) con una resistenza, in ciascun cavetto di collegamento, di 1 Ω. Nella gamma più alta del campo di misura però la precisione sopra indicata vale solo per una resistenza massima in ciascun cavetto di 0,1 Ω.

— Il segnale di prova interno è a 120 Hz (sincronizzati con la rete) per i modelli a 60 Hz; sono disponibili esecuzioni anche per la rete a 50 Hz con segnale di prova a 100 Hz. La tensione di prova è selezionabile su tre livelli inferiori a 0,2; 0,5 o 2 V; la fase del segnale è reversibile. Con segnale di prova esterno il campo di funzionamento è da 20 Hz a 1 kHz.

— Tensione di polarizzazione interna regolabile in 6 gamme da 0 a 600 V. Il voltmetro prevede un uguale campo di misura, con precisione del $\pm$ 3% del fondo scala. La corrente massima di polarizzazione erogabile è di circa 15 mA.

— Lo strumento usato come amperometro può misurare da 0 a 20 mA in 6 gamme con possibilità di lettura di una corrente di perdita fino a 0,5 μA. La precisione è del $\pm$ 3% sul fondo scala.

— Tensione di polarizzazione esterna: fino ad 800 V massimi.

— Alimentazione: sono previste esecuzioni a 50 ed a 60 Hz con tensioni di alimentazione di 105$\div$125 V e 210$\div$250 V. L'assorbimento è limitato a 18 W.

Il ponte è fornito in esecuzione portatile o da rack con un peso rispettivamente di 12 e 13 kg. Le dimensioni sono 415 × 385 × 230 mm per il tipo portatile e 485 × 355 × 160 mm per il tipo da rack. Vengono forniti con lo strumento cavetti per le misure a 4 terminali e cavetti schermati a due terminali. Per le misure a 120 Hz non è necessario alcun altro accessorio. Per misure ad altre frequenze si richiede l'uso di un oscillatore esterno di buona precisione.

Fig. 5 - Ponte di misura per capacità a 4 terminali secondo il principio del ponte di Kelvin.

3. - DESCRIZIONE DELLO STRUMENTO

Prima di esaminare il circuito del 1617 riteniamo interessante dare un breve cenno sulle misure a 4 terminali; innanzitutto queste misure sono necessarie nel caso si debbano misurare impedenze molto basse o comunque tali che le impedenze dei cavetti di collegamento dei terminali e dei contatti non siano, al confronto, trascurabili.

Supponiamo di voler misurare il valore della resistenza R_x,che si suppone molto bassa, con il semplice circuito di fig. 2a; rileviamo cioè la tensione ai capi di R_x e la corrente circolante e dal rapporto di queste ricaviamo R_x.

Essendo R_x molto bassa in questo circuito il voltmetro è correttamente inserito a valle dell'amperometro in modo da evitare di rilevare anche la tensione ai capi di questo ma, come è visibile dal circuito, non possiamo evitare l'errore introdotto dalle resistenze r_1 e r_2 che esprimono le resistenze dei cavetti e dei terminali di collegamento da R_x agli strumenti di misura; questo errore può divenire, su basse impedenze, assai grande e tale da falsare completamente la misura.

Per ovviare a questo inconveniente è sufficiente raggiungere la R_x con cavetti separati per il generatore, l'amperometro ed il voltmetro, effettuare cioè una misura a 4 terminali come da fig. 2b. In questo caso le resistenze r_1 ed r_2 non causano più alcun errore di lettura del voltmetro mentre r_3 ed r_4 sono trascurabili rispetto all'alta impedenza del voltmetro.

In questo modo la resistenza incognita R_x viene definita come la resistenza fra il punto di giunzione dei cavetti superiori (punto A) e la giunzione dei cavetti inferiori (punto B). La posizione di queste giunzioni dev'essere evidentemente fissa in un campione di bassa impedenza, indipendentemente dalla posizione dei cavetti di collegamento, e quindi questo campione deve avere 4 terminali separati. Una maggiore precisione rispetto ai circuiti di fig. 2 si ottiene con i circuiti a ponte in quanto viene qui evitato l'errore strumentale.

In fig. 3, viene indicato il collegamento ad un ponte di Wheatstone di un resistore incognito a 4 terminali; in questo collegamento però le resistenze parassite r_2 ed r_4 compaiono sui lati del ponte dove possono causare errore se non sono trascurabili rispetto alle resistenze nominali dei lati interessati. Le r_1 ed r_3 vanno in serie rispettivamente al generatore ed al rivelatore per cui non introducono errore.

Per ovviare all'inconveniente di cui sopra viene usato il doppio ponte di Kelvin (fig. 4). In questo circuito un resistore incognito R_x a 4 terminali viene confrontato con un campione R_s pure a 4 terminali.

Se R_A ed R_B sono sufficientemente grandi la principale fonte di errore è costituita dalle resistenze r_4 ed r_5; queste generano una tensione d'errore E_y che può essere anche elevata in quanto R_x ed R_s sono di basso valore.

Vengono quindi utilizzati i due lati ausiliari R_a ed R_b per dividere questa tensione d'errore in proporzione fra le due metà del ponte per cui il suo effetto viene bilanciato ed annullato.

La bontà con cui questi lati ausiliari (R_a ed R_b) bilanciano la tensione d'errore dipende dalla differenza fra il loro rapporto R_a/R_b ed il rapporto fra i lati principali R_A/R_B.

L'espressione di bilanciamento del ponte risulta essere:

$$R_x = R_s \frac{R_A}{R_B} + \frac{R_b\,(r_4 + r_5)}{R_a + R_b + r_4 + r_5} \left(\frac{R_A}{R_B} - \frac{R_a}{R_b}\right)$$

Ad esempio se la R_x, la R_s e le resistenze parassite r_4 ed r_5 sono tutte uguali e se R_A/R_B differisce dell'1% da R_a/R_b l'errore sarà dello 0,5%. Sui ponti di Kelvin di precisione i lati regolabili

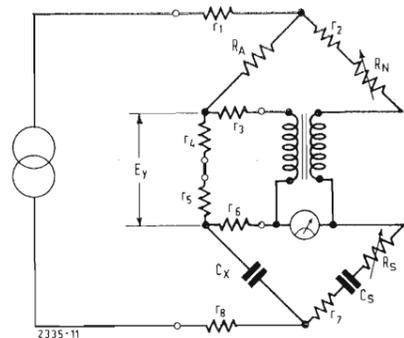



Fig. 6 - Circuito semplificato del ponte 1617 dove la tensione d'errore E_y viene compensata dall'introduzione di un'uguale tensione sul lato opposto del ponte, tramite un trasformatore.

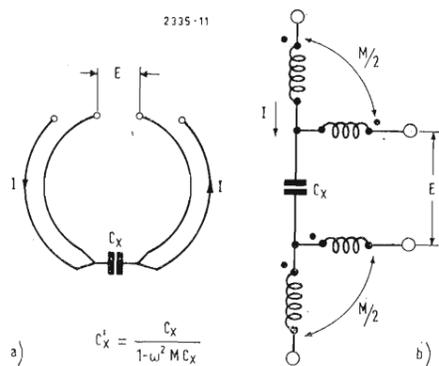



Fig. 8 - Quando i cavetti amperometrici ed i cavetti voltmetrici formano doppini concentrici, come in fig. 8a, la risultante induttanza mutua, fig. 8b, introduce errore sul valore della capacità misurata.

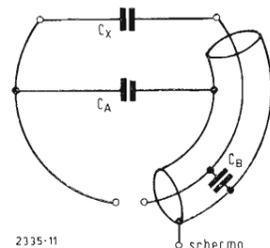



Fig. 9 - Misura di un condensatore con cavetto schermato e risultanti capacità parassite. Lo schermo impedisce che la capacità parassita venga a trovarsi direttamente in parallelo al condensatore C_x.

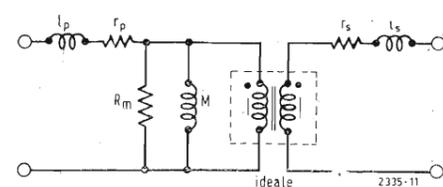



Fig. 7 - Circuito equivalente del trasformatore usato nel 1617.

R_A ed R_a sono accoppiati con tolleranze inferiori allo 0,5%.

Il principio del ponte di Kelvin è adattabile anche per la misura di capacità molto elevata ed in in fig. 5 è rappresentato lo schema risultante; qui le coppie di regolazione sono due, «in passo» fra loro in modo da mantenere il rapporto dei lati secondari uguale a quello dei lati primari; questo in quanto in qualsiasi ponte di misura in corrente alternata per la misura di impedenze complesse si debbono avere due regolazioni, in questo caso per la capacità ed il fattore di perdita D.

Esaminiamo ora le prestazioni di questo ponte: si supponga di avere in prova un condensatore da 1 F con reattanza quindi, a 120 Hz, di 1,3 mΩ mentre la resistenza dei cavetti potrà essere di circa 20 mΩ, supponendo circa 60 cm di collegamento; se supponiamo che R_A sia uguale a 10 mΩ, come è effettivamente sulla portata più alta del 1617 (si noti che questo valore deve essere molto piccolo in modo da permettere una buona sensibilità), e che R_N e R_n siano «in passo» all'1% il risultante errore di capacità sarà del 2% per la maggior parte della portata massima (con $D_x = 0$).

Come si vede la precisione è già notevole ma questo non è stato ritenuto sufficiente dalla G.R. per il suo ponte tipo 1617.

Si è quindi adottato un altro tipo di ponte, assai originale, dove la tensione E_y d'errore viene compensata dalla introduzione d'una tensione uguale sul lato opposto corrispondente del ponte.

In questo modo non si ha alcun errore in quanto la tensione d'errore è come se fosse semplicemente in serie al generatore esposta solamente il livello della tensione applicata al ponte. Per fare questo lavoro in modo perfetto sarebbe necessario un trasformatore ideale con rapporto 1 : 1 ed i bracci del ponte con R_N e C_s dovrebbero avere un'impedenza infinita; in pratica si è constatato che un piccolo normale trasformatore può eseguire, senza errore apprezzabile, questo compito con valori pratici per R_N e C_s.

Per questo tipo di ponte l'equazione di bilanciamento risulta essere:

$$C_x = \frac{R_N}{R_A} C_s \left[1 + \frac{r_p + r_s + r_3}{R_N} - \frac{(r_4 + r_5)\, l_p}{R_A\, M} + \frac{(r_4 + r_5)\, r_6\, C_x}{M} - \frac{(r_4 + r_5)(r_3 + r_p)}{R_A\, R_m} - D_x \left(\frac{(r_4 + r_5)(r_3 + r_6)}{R_A\, \omega\, M} - \frac{(r_4 + r_5)\, \omega\, l_p}{R_A\, R_m} + \frac{\omega\, (l_p + l_s)}{R_N}\right)\right]$$

dove r_s, r_p, l_s, l_p, R_m e M sono definiti dal circuito equivalente del trasformatore visibile in fig. 7.

Con un'analisi del circuito ci si può render conto delle cause fisiche dei termini d'errore, la maggior parte dei quali risulta proporzionale a r_4 e r_5, cioè le resistenze parassite dalle quali nasce la tensione d'errore. Con opportuna scelta dei componenti circuitali i termini d'errore sono stati resi sufficientemente piccoli, anche quando la resistenza dei collegamenti sia grande ed R_A molto piccola, come è necessario per avere una buona sensibilità sulla gamma alta di misura del ponte.

Il trasformatore usato è dotato di nucleo in Mumetal per ottenere una buona induttanza mutua e l'avvolgimento è realizzato in bifilare per ridurre le perdite d'induttanza; inoltre un condensatore è collegato in parallelo al trasformatore per risuonare con l'induttanza mutua e ridurre quindi il termine d'errore contenente M.

Con i valori circuitali di misura presupposti per il ponte precedente e cioè R_A = 10 mΩ, $r_4 + r_5 = r_6$ = 20 mΩ e C_x = 1 F, l'errore di misura di questo circuito sarà solamente dello 0,1% (per bassi valori di D).

Per resistenze di collegamento di 0,1 Ω sulla portata maggiore o di 1 Ω sulle altre portate l'errore di misura risulterà inferiore all'1% per la capacità e ± 0,01 nella misura del D.

Con queste prestazioni è quindi possibile la misura di grandi capacità poste anche ad una certa distanza dal ponte di misura.

Con le misure a 4 terminali vengono, come abbiamo visto, eliminati gli errori causati da resistenze ed auto-induttanze dei cavetti ma non abbiamo tenuto conto dell'errore che può essere introdotto dall'induttanza mutua fra i cavetti «amperometrici» e quelli «voltmetrici». Nel caso si formino doppini concentrici con cavetti da 32 cm, come indicato in fig. 8, l'induttanza mutua può assumere anche il valore di 0,3 μH, il che determinerebbe un errore del 15% nella misura di 1 farad a 120 Hz.

Fortunatamente il rimedio per quest'errore è assai semplice ed è sufficiente intrecciare fra loro i due cavetti amperometrici o i due voltmetrici per annullare quasi completamente l'induttanza mutua e quindi l'errore; un certo accoppiamento induttivo rimane solamente ai terminali dello strumento ma è praticamente trascurabile anche per misure di 1 farad.

4. - MISURE A TRE TERMINALI

Finora abbiamo principalmente analizzato i problemi connessi alla misura di grandi capacità ed abbiamo rilevato la necessità di misure a 4 terminali; esaminiamo ora i problemi relativi alla misura di piccole capacità, che sono previste nel campo di misura del 1617.

Mentre durante la misura di grandi capacità gli errori principali vengono introdotti da impedenze parassite in serie, sulla misura di piccole capacità le principali cause d'errore sono date dalle capacità parassite in parallelo, che sono principalmente costituite dalla capacità dei cavetti di collegamento che viene a risultare in parallelo al condensatore di misura.

Ad evitare questo viene disposto uno schermo su di un cavetto; il circuito risultante sarà quello di fig. 9 dove la capacità fra i cavetti è annullata mentre si hanno le capacità parassite C_A e C_B fra i cavetti e lo schermo.

Il circuito elettrico corrispondente sarà quello di fig. 10 dove lo schermo rappresenta il terminale di «guardia»; i condensatori campione di basso valore capacitivo vengono costruiti a tre terminali proprio per evitare l'errore dovuto alle capacità parassite.

Fig. 10 - Condensatore C_x a tre terminali con capacità parassite, C_A e C_B, verso il terminale di guardia.

Esaminiamo ora il circuito elettrico di fig. 11 dove il condensatore incognito C_x, con le sue capacità parassite verso il terminale di guardia C_A e C_B, è inserito sul circuito semplificato del ponte.

Il condensatore campione C_s del ponte 1617 è da 0,5 μF, tale quindi da poter sopportare una discreta capacità in parallelo senza introdurre errore trascurabile per cui il punto A del ponte potrebbe essere usato come terminale di guardia; infatti in questo caso C_A risulterebbe in parallelo al rivelatore, e non introdurrebbe quindi errore, mentre C_B sarebbe in parallelo a C_s e, considerato che C_B è molto minore di C_s, senza errore.

Però, il punto A, il condensatore campione e soprattutto il condensatore incognito e gli schermi dei cavetti sarebbero sottoposti alla piena tensione di polarizzazione e questo potrebbe essere pericoloso per l'operatore. Pertanto è stato impiegato un amplificatore separatore a tre stadi che blocca la componente continua, dà la tensione di guardia sufficiente per ridurre l'effetto della C_A (con un coefficiente di circa 1000) ed infine ha un'impedenza d'uscita bassa in modo da poter sopportare un notevole carico, costituito da C_B.

Fig. 11 - Circuito semplificato di guardia usato nel ponte 1617.

5. - CONSIDERAZIONI FINALI

Il ponte di misura per capacità tipo 1617 è uno dei pochi ponti al mondo con 5 terminali (4 per le misure a 4 terminali più il terminale di guardia) per cui non si può far a meno di pensare se vi sia una situazione di misura nella quale tutti e cinque i terminali vengano usati contemporaneamente.

Si supponga, ad esempio, di voler misurare un condensatore da 1 μF posto a 300 metri dal ponte di misura.

La resistenza dei cavetti risulterà sensibile per cui sarà necessario collegarsi a 4 terminali; d'altra parte si dovrà evitare l'errore introdotto dalla capacità dei cavetti e la possibilità di raccogliere tensioni estranee per cui dovrà essere previsto e collegato anche il circuito di guardia.

Questo numero di terminali può dare l'impressione che il ponte 1617 sia di difficile uso ma va tenuto conto che questo tipo di misure (a 4 od a 3 terminali) è necessario solo per le misure alle gamme estreme del campo di misura, mentre per i valori capacitivi medi la misura si svolge a 2 terminali, come sui comuni ponti di misura. Viene allo scopo fornito con il ponte un cavo schermato adattatore a due terminali mediante il quale la misura viene eseguita in modo assai semplice. A

Luigi Cesone

Alimentatore stabilizzato con impiego di thyristors e di transistors*

L'alimentatore stabilizzato di cui nel seguito è descritta la realizzazione, è in grado di erogare una potenza di 300 W, con una corrente massima di 5 A ed una tensione massima di 100 V. Esso prevede la preregolazione della tensione di uscita nell'intervallo da 0 a 100 V ed è protetto contro qualsiasi sovraccarico mediante un circuito di disinserzione rapido la cui soglia di intervento è variabile fra 0,5 e 5 A.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Da quando i transistori vengono sempre più largamente impiegati in dispositivi di elettronica industriale, una potenza di alimentazione di 300 W può essere considerata come un minimo stretto indispensabile. Desiderando procedere alla stabilizzazione di una tale potenza con il metodo classico del transistore regolatore, occorre, tenuto conto delle possibili variazioni della rete di alimentazione, prevedere la possibilità di dissipare almeno 400 W, onde poter regolare la tensione di uscita in modo continuo fra 0 ed il valore massimo erogabile. Poiché ciò pone dei gravi problemi per quanto concerne la dissipazione del calore, è senz'altro preferibile ricorrere ad un sistema di stabilizzazione attuato in due tempi: una prima regolazione, di natura approssimativa, viene ottenuta mediante un thyristor utilizzato in un circuito capace di fornire una tensione che sia sempre superiore di una decina di volt a quella richiesta in uscita; sarà poi su questa differenza di 10 V che sarà chiamato ad intervenire il regolatore vero e proprio, del tipo equipaggiato con sei transistors.

L'apparecchio qui descritto eroga 5 A da 0 a 60 V, e 3 A fino a 100 V la variazione di tensione, in funzione dell'erogazione, resta inferiore a 10 mV, ed altrettanto avviene in caso di variazione della tensione di rete entro ± 10% del suo valore nominale; l'ondulazione residua non supera i 10 mV eff. l'intero complesso di alimentazione è anche protetto da un dispositivo rapido di disinserzione la cui soglia di intervento può essere regolata in un intervallo compreso fra 0,5 e 5 A.

(*) *Electronique Industrielle*, 103, maggio 1967, pag. 393.

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Dopo la rettificazione ad onda intera, è sufficiente l'impiego di un solo thyristor per provvedere alla regolazione della tensione continua. Al thyristor si può far seguire sia una impedenza di filtro di particolare concezione completata da un diodo di recupero, sia — direttamente — il condensatore di filtro. La seconda soluzione è senz'altro più semplice, poiché l'impedenza in questione è oggetto di una costruzione particolare e speciale. D'altra parte il collegamento diretto del condensatore di filtro richiede l'impiego di un thyristor in grado di sopportare una notevole sovraccorrente.

L'apparecchiatura qui descritta fa ricorso ad un trasformatore che eroga 130 V, 3 A, la sua resistenza, ricondotta al secondario, è appena superiore a 5 Ω. È quindi necessario che il thyristor impiegato possa sopportare, durante la fase di conduzione, una corrente istantanea di cresta di 35 A. Ciò ha condotto alla scelta di un thyristor del tipo 2N1775, capace di ammettere una corrente efficace pari a 7 A ed una sovraccorrente di 60 A. Facendo precedere il suddetto thyristor da diodi rettificatori tipo 1N1583, per esempio, che ammettono una sovraccorrente di 40 A, esso non richiede alcuna protezione dal punto di vista della tensione inversa.

Lo schema di principio riprodotto in figura 1 mostra che il thyristor ed il proprio condensatore di filtro C sono seguiti dal transistore T con funzioni di regolatore. Detto transistore è comandato da un amplificatore differenziale i cui ingressi sono costituiti da una sorgente di riferimento D_1 e da un potenziometro P, che preleva una frazione della tensione di uscita. Il circuito di regolazione del thyristor utilizza, come riferimento, questa medesima tensione di uscita e ciò avviene tramite un diodo Zener D_2 scelto in modo che la tensione nel punto A sia superiore a quella nel punto B di circa 10 V.

Il comportamento per interdizione, dovuto al thyristor, consente che l'intensità nominale del trasformatore di alimentazione possa essere superata senza pericolo allorché si lavori con delle tensioni relativamente deboli. Quando si richiede una erogazione di 70 V e 5 A all'uscita del thyristor, il trasformatore può facilmente erogare questa potenza di 350 W, in quanto — come già accennato — è stato prescelto un trasformatore da 120 V, 3 A, vale a dire da 360 W.

Fig. 1 - Per limitare la dissipazione nel regolatore a transistor, si procede ad una stabilizzazione preliminare con thyristor.

2.1. - Comando del thyristor

Un transistor unigiunzione costituisce certamente il sistema più elegante per comandare un thyristor. L'impiego di detto componente dovrebbe anche essere particolarmente economico dal momento che è stata annunciata sul mercato la disponibilità di transistor unigiunzione con contenitore in materia plastica. Sfortunatamente, le attuali difficoltà relative alla immediata reperibilità di tali nuovi componenti hanno costretto, per il presente montaggio, all'adozione di una coppia di transistor complementari collegati secondo la configurazione circuitale di cui in fig. 2 è illustrato il principio di funzionamento.

Esamineremo a questo punto il comportamento specifico del circuito adottato. All'inizio di ciascuna alternanza, la tensione è nulla per cui il thyristor si pone in stato di interdizione. In seguito C_1 si carica lentamente attraverso P_1; poiché ai capi di C_1 si trova inserito il divisore costituito dalle resistenze R_2 ed R_3, quando la tensione sale a parecchi Volt, la base di T_1 diviene sufficientemente positiva rispetto all'emettitore, onde portare T_1 alla conduzione. Fra di loro T_1 e T_2 si mantengono reciprocamente in stato di conduzione e ciò perdura fintantoche C_1 si sia interamente scaricato attraverso R_5 ed attraverso il circuito di innesco del thyristor. Quest'ultimo diviene allora conduttore e permane in tale stato evidentemente fino all'intero completamento della semionda in corso. Intervenendo su P_1, è così possibile variare la rapidità di carica di C_1 e quindi la corrente media che fluisce nel thyristor.

Fig. 2 - Schema di principio del circuito di innesco del thyristor.

In sostituzione di questa regolazione manuale, può inserirsi un comando elettronico mediante l'adozione di un transistor supplementare, T_3. Si deve supporre P_1 regolato ad un valore molto piccolo tale da determinare, se T_3 è interdetto, la conduzione nel thyristor all'inizio di ciascuna alternanza; naturalmente, per essere interdetto, T_3 deve ricevere una tensione di emettitore pari almeno alla tensione presente sul morsetto di uscita. In caso contrario la corrente di collettore di T_3 rallenta la carica di C_1; la tensione di uscita è così sempre assai prossima a quella dell'emettitore di T_3. La resistenza R_4 serve per limitare la corrente di base in caso di brusche variazioni della medesima.

In vista della sua applicazione pratica, lo schema di principio di fig. 2 dovrà naturalmente essere opportunamente completato in vari dettagli. È infatti anzitutto necessario, onde evitare l'innesco del thyristor da parte di parassiti provenienti dalla rete di alimentazione, prevedere l'impiego di un diodo Zener (D_{z1}, fig. 3) nel circuito di alimentazione che determina la costante di tempo (R_6, C_4, fig. 3). Inoltre bisogna anche prevedere il caso in cui, quando l'erogazione si riduce bruscamente, il thyristor resterà bloccato durante una semionda completa. Una certa carica sarà tuttavia accumulata su C_4 (fig. 3) e può capitare che proprio in corrispondenza dell'inizio della semionda successiva questa carica raggiunga il proprio valore critico. Per evitare tali fenomeni, è opportuno prevedere l'impiego di un divisore costituito dalle resistenze R_4 e R_7 e da un diodo D_6. Al termine di ciascuna alternanza la tensione ai capi di R_7 diviene sufficientemente debole da provocare la conduzione di T_2 tramite D_6 e la conseguente scarica di C_4.

Inoltre, occorre evitare che la tensione di regolazione non risulti applicata in modo troppo brusco. In caso contrario, si osserverebbe infatti una conduzione troppo intensa del thyristor durante una semionda, fenomeno che caricherebbe il condensatore di filtro (C_1 fig. 3) ad un valore superiore alla tensione di uscita richiesta. Allorché questo condensatore si sia sufficientemente scaricato attraverso la resistenza di utilizzazione, T_3 cesserà nuovamente, e bruscamente, di condurre; il thyristor consentirà ancora una volta il passaggio di una semionda completa, ed il ciclo precedentemente descritto avrà nuovamente inizio. Per evitare un tale funzionamento converrà introdurre una costante di tempo (R_{12}, C_5) nel circuito di regolazione.

Per ottenere una caduta di tensione di una decina di volt ai capi del regolatore a transistor, basta inserire un diodo Zener (D_{Z2}) verso l'uscita del regolatore. Questo diodo risulta percorso dalla corrente di emettitore di T_3 (pari a qualche mA) e non richiede quindi una sorgente di polarizzazione particolare.

In pratica il regolatore è stato equipaggiato con transistor 2N2923 per le funzioni di T_2 e di T_3 e con un transistor 2N4060 per le funzioni di T_2. Sarebbe altrettanto possibile l'impiego di tran-

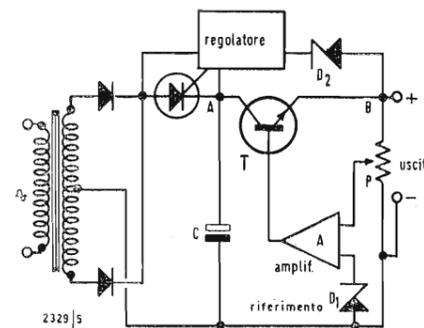
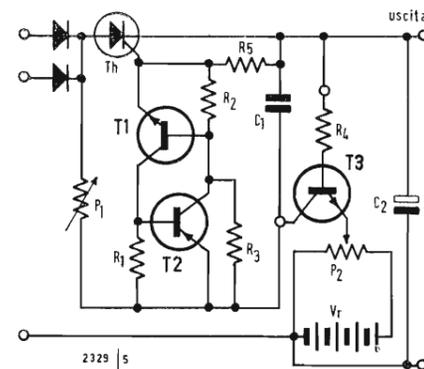
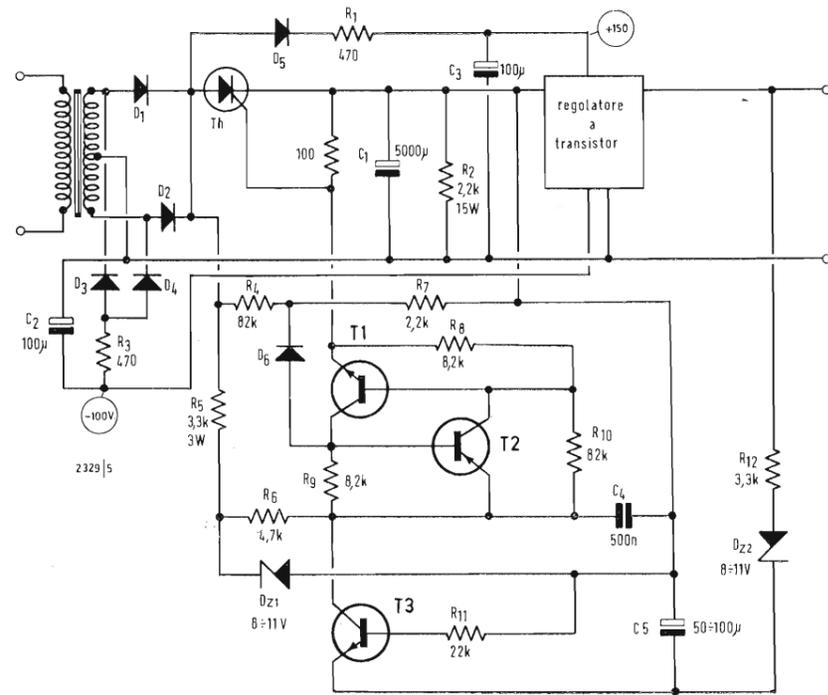



Fig. 3 - Schema completo dei circuiti di rettificazione del regolatore a thyristor e del suo circuito di comando.

sistor al germanio, sebbene ciò comporterebbe una notevole riduzione dei valori di R_8 e R_{10}. Ai capi di C_1, la tensione varia da 2 a 3 V, quando il consumo passa da 0 a 5 A. Alla massima corrente, la tensione di ondulazione raggiunge 3V eff.

Accessoriamente, lo schema della fig. 3 illustra come si ottengono le tensioni ausiliarie di + 150V e — 100V di cui necessita il regolatore a transistor. Si è previsto il caso di un trasformatore a presa centrale sul secondario; conviene segnalare che questa presa dovrà essere effettuata con grande precisione (adottando preferibilmente un avvolgimento bifilare); poiché qualsiasi differenza di ampiezza nelle semionde successive si tradurrebbe in altrettante irregolarità di funzionamento nel thyristor.

Potrebbe essere quindi preferibile prevedere l'impiego di un raddrizzatore a ponte (fig. 4). La tensione negativa ausiliaria può in tal caso essere ottenuta mediante un circuito doppio raddoppiatore (D_1 D_4). Onde il funzionamento sia perfettamente simmetrico, può essere necessaria l'adozione di una resistenza di carico da 2 k Ω, collegata direttamente all'uscita del ponte di rettificazione. Beninteso la tensione ausiliaria può anche essere ottenuta da un avvolgimento ausiliario del trasformatore, in grado di erogare 30 mA.

In ogni caso, i diodi D_3, D_4, D_5 (fig. 3) e i diodi D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 (fig. 4) possono essere del tipo 13J2, BYX 10 o equivalenti.

2.2. - Il regolatore a transistor

Nello schema di fig. 5, T_6 assolve le funzioni del transistor regolatore propriamente detto. Esso viene controllato da T_5, che funziona secondo una configurazione con collettore comune, e che è a sua volta preceduto da T_4 (emettitore comune).

La resistenza di carico di T_4 può essere commutata su parecchi valori regolabili, in modo che si possa avere, per la corrente di base di T_5, una limitazione corrispondente alle correnti di uscita di 0,5, 1,5 o 5 A. Allorché la soglia di questa limitazione sia superata, l'alimentatore diviene « stabilizzatore di corrente ».

Ciò, tuttavia, non è sufficiente per un'efficace protezione dell'alimentatore poiché, in caso di brusco cortocircuito, il condensatore C_1 di fig. 3 conserva ancora la sua carica e, sebbene la corrente sia limitata a 5A, si rischia il pericolo di una dissipazione istantanea di parecchie centinaia di watt in T_6; è quindi opportuno completare il circuito di limitazione con un dispositivo di disinserzione di tipo elettronico di cui si dirà più avanti.

Per il momento, limitiamoci a considerare l'amplificatore di regolazione, ove T_4 è preceduto da T_3 in collettore comune, ed è destinato ad adattare la notevole resistenza di carico di T_2 (R_{14}) alla resistenza d'ingresso assai minore, di T_4. Il collettore di T_3, è alimentato, a partire dal potenziale di + 150 V,

tramite il divisore R_{11}, R_{12}. Nell'amplificatore differenziale d'ingresso, T_1 e T_2 presentano R_{18} come resistenza comune di emettitore. A questa resistenza è applicata una tensione di — 27 V, stabilizzata dal diodo di riferimento D_z. Fintantoché la base di T_2 è collegata al potenziale 0 tramite R_{16}, quella di T_1 raggiunge il cursore del potenziometro P via R_{21}. Questo potenziometro è collegato, come comunemente avviene nel caso di alimentatori stabilizzati a valvole, fra l'uscita ed una tensione di riferimento negativa; quando il suo cursore si trova spostato nella parte superiore (relativamente allo schema), la tensione di uscita è nulla; nella posizione estrema opposta, si regola R_{23} onde ottenere all'uscita una tensione pari a 100V. Con questa disposizione circuitale si raggiunge la migliore stabilità assoluta alle tensioni minime, ed una stabilità relativa (espressa in percentuale della tensione di uscita) pressoché costante su tutta la gamma.

Infatti, il notevole guadagno di regolazione del circuito rende queste differenze poco apparenti, e la stabilità della tensione di uscita si trova essenzialmente limitata dalle fluttuazioni della tensione di riferimento. Si trarrà quindi vantaggio dall'impiego di tre diodi Zener da 9V in sostituzione di uno solo da 27V, poiché in questo modo si otterrà una resistenza interna sensibilmente minore. D'altra parte, sarà possibile aumentare la stabilità in funzione del consumo con una resistenza di circa 0,1 k Ω inserita fra l'uscita del circuito di fig. 3 e l'ingresso di quello di fig. 5, ponendo R_{16} e C_4 a monte di questa resistenza. Mediante una opportuna reazione positiva, è altrettanto possibile ridurre il tasso di ondulazione ampiamente al di sotto dei 10mV denunciati.

Tuttavia, gli amplificatori di regolazione con un grande numero di stadi presentano la pessima abitudine di introdurre delle rotazioni di fase che producono indesiderabili inneschi sulle frequenze più inattese, se non si ha la accortezza di assumere particolari precauzioni. La prima di queste precauzioni consiste nel collegare un condensatore (C_1) ai morsetti di uscita dell'apparecchio. Non è tuttavia consigliabile l'impiego di un forte valore di capacità poiché, se si desidera che il circuito disinseritore protegga non soltanto l'alimentatore, ma anche il circuito alimentato, l'interruzione deve essere assai rapida. Ci si è qui limitati all'adozione di un condensatore di uscita 2μf, in grado di conservare una carica sufficientemente debole per un corretto comportamento del complesso. Per evitare tuttavia la produzione di oscillazioni spontanee, T_1 è stato dotato di una resistenza di collettore R_{17} e di una resistenza di base R_{21} le quali, insieme al condensatore C_3, introducono un effetto Miller, che riduce il guadagno alle frequenze elevate operando un'opportuna rotazione di fase. Tuttavia la caduta di tensione ai capi di R_{21} comporta il rischio che la tensione di uscita non sia più rigorosamente nulla quando P si trova nella posizione corrispondente. Per rimediare a ciò, conviene prevedere l'inserimento, sulla base di T_2, di una resistenza R_{16} che presenterà il medesimo valore di R_{21} se i guadagni in corrente di T_1 e di T_2 sono eguali, ma che potrà essere evidentemente modificata se ciò non capitasse.

Nel caso in cui, contentandosi di un guadagno di regolazione più ridotto si sopprimesse T_3, la compensazione di innesto mediante C_3 sarebbe sufficiente. D'altra parte, il supplemento di guadagno dovuto a T_3 necessita una compensazione supplementare attuata mediante R_{15} e C_2. Non conviene tuttavia esagerare con tali compensazioni poiché altrimenti l'amplificatore rischierebbe di non rispondere più alle variazioni prodotte dal thyristor, variazioni che, in particolare condizioni di funzionamento, sono di natura assai rapida.

In ogni caso, non bisogna dimenticare che i conduttori che vanno dal thyristor e dal trasformatore di alimentazione al condensatore di filtro (C_1 fig. 3) sono percorsi da impulsi di corrente che possono raggiungere i 35 A. Anche nel caso in cui si provveda al cablaggio di queste connessioni con conduttori di notevole sezione, si rischia di osservare delle cadute di tensione impulsive. Se poi, si scelgono i punti di connessione in modo tale per cui questa tensione impulsiva si trovi applicata all'ingresso dell'amplificatore di regolazione, si approda ad un risultato catastrofico pur non avendo fatto apparentemente il minimo errore di cablaggio. Per evitare tali inconvenienti, si dovrà procedere al cablaggio collegando con due conduttori il thyristor ed il trasformatore al condensatore di filtro, e ripartendo (verso il regolatore a transistor) mediante due conduttori differenti dai primi.

Nel caso in cui sia necessario, per ottenere i 5000 μF richiesti, collegare in parallelo parecchi condensatori, si eviti di attuare il collegamento in forma stellare e si preferisca passare il conduttore metodicamente da un condensatore all'altro, collegando poi il primo della catena all'alimentazione primaria e l'ultimo all'ingresso del regolatore.

2.3. - Il dispositivo disinseritore

Gli schemi di alimentatore stabilizzati che si trovano nella letteratura tecnica comportano generalmente numerosi transistor per il circuito di disinserzione, mentre quelli costituenti il circuito di regolazione potrebbero essi stessi assumere detta funzione in quanto accessoria. L'eliminazione di questi

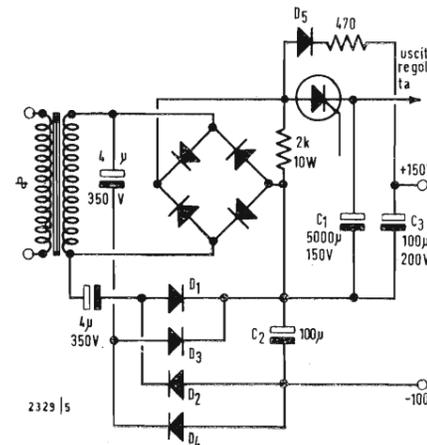



Fig. 4 - Quando si ricorre ad un circuito a ponte per il rettificatore principale la tensione negativa ausiliaria può essere ottenuta mediante un doppio duplicatore di tensione.

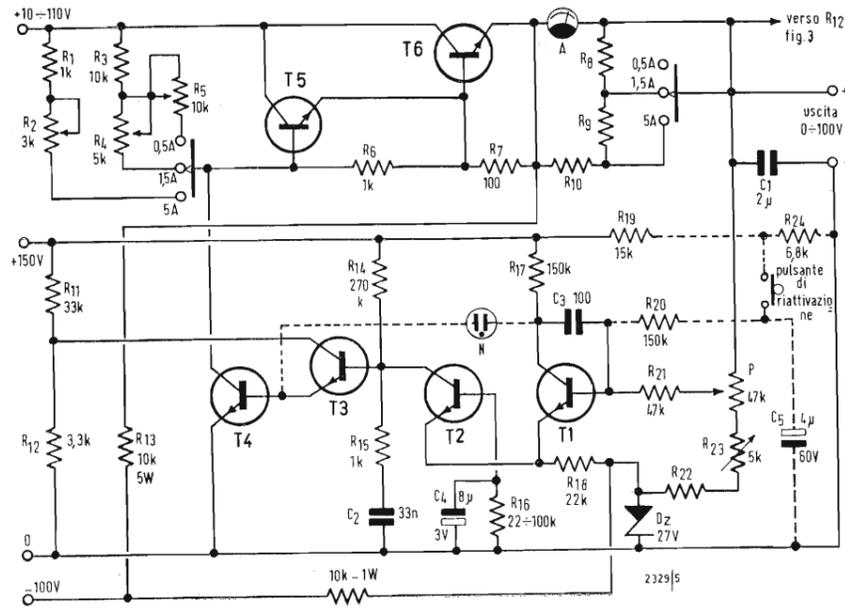



Fig. 5 - Schema completo del regolatore a transistor. I circuiti di disinserzione e di riattivazione sono indicati con tratto punteggiato.

transistor ausiliari attua non soltanto una sensibile economia, ma introduce anche una migliore sicurezza di esercizio, poiché, se un dispositivo disinseritore integrato nel circuito di alimentazione subisce un guasto, generalmente anche l'alimentatore non funziona onde il disinseritore non è chiamato ad intervenire. Al contrario, nel caso di un disinseritore separato, il guasto può comportare conseguenze ben più gravi.
Nel caso particolare dello schema di fig. 5 la funzione di disinserzione è ottenuta aggiungendo semplicemente al circuito la lampadina al neon N. Allorché per la limitazione menzionata precedentemente, la tensione di uscita inizia a diminuire, la corrispondente reazione dell'amplificatore di regolazione determina l'interdizione di T_1. Sotto queste condizioni la lampada al neon potrà illuminarsi, e la corrente che in essa fluisce, passando nella base di T_4, provocherà la saturazione di questo transistor, il che ovviamente comporta l'annullamento della tensione di uscita. Poco dopo, il tempo necessario al condensatore di filtro di scaricarsi, la tensione all'ingresso del regolatore si stabilirà sul valore di circa 10V.
Per la riattivazione del circuito, è stata prevista una resistenza R_{20} ed un condensatore C_5, presenti sul circuito di base di T_1. Una tensione positiva, proveniente dal + 150V, viene applicata tramite il contatto di riattivazione ai capi di C_5. Attraverso R_{20}, essa saturerà T_1, ed il neon si spegnerà. Tuttavia, la saturazione di T_1 comporta che la tensione di uscita sia sempre nulla; soltanto quando si abbandonerà il pulsante di riattivazione, C_5 potrà scaricarsi facendo conseguentemente lentamente risalire la tensione di uscita fino al valore corrispondente alla posizione del potenziometro P. Questa lenta e progressiva risalita della tensione di uscita limita il consumo nel caso in cui l'alimentatore si trovi caricato da un condensatore di forte valore. Se durante il risalire della tensione si dovesse produrre un corto circuito, il disinseritore è tuttavia pronto ad un nuovo intervento.
La soglia di intervento del dispositivo di disinserzione, che è eguale alla soglia di limitazione della corrente di base di T_5, dipende evidentemente dalla differenza fra le tensioni di ingresso e di uscita del regolatore. Per differenti ragioni, in particolare la caduta di tensione ai capi della resistenza R_{12} di fig. 3, questa differenza diminuisce di circa 3 V, allorché, ad erogazione costante, si fa passare la tensione di uscita da 0 a 100V. Se si regola così il disinseritore su una soglia di 3,5A a 100V di uscita, esso interverrà con 5A quando la tensione di uscita si trova regolata su 60V. In questo modo si ottiene automaticamente la limitazione alla potenza prevista.
Il commutatore delle resistenze di carico di T_4 è combinato, in questo apparecchio con quello delle gamme di portata dell'amperometro. Quest'ultimo è percorso dalla corrente che alimenta il potenziometro P ed è inferiore a 2,5 mA; lo strumento di misura non accusa deviazioni pericolose; tuttavia questa disposizione prevede che esso si trovi inserito nel circuito di regolazione onde la caduta di tensione che esso introduce non interviene sulla tensione di uscita. Si noterà che la compensazione della corrente residua (ivi compresa la corrente di emettitore di T_3 in fig. 3) si effettua, mediante R_{13}, al di fuori del circuito dell'amperometro.

3. - SCELTA DEI COMPONENTI

I transistor T_4, T_5, e T_6 devono poter sopportare una tensione di collettore di almeno 110V e, per T_1 questa tensione deve essere quella della lampada al neon, cioè 80V al massimo. Fra i numerosi tipi specificati per il comando di lampadine al neon, citeremo i 90T2 (Sesco) ed 2N 1990 (S.G.S.-Fairchild). T_2 e T_3 dovendo sopportare delle tensioni di collettore molto deboli possono essere costituiti dai 2N 2923, 2N 3393, 2N 3394 (Sesco) oppure dal 2N 3709 (Texas Instruments), od anche dal BC 108 prodotto da numerosi fabbricanti.
Poiché T_4 e T_5 debbono dissipare una potenza di circa 1 W, si dovranno scegliere fra i tipi 2N 1052, 2N 1053 (Transitron), BF 108 (Cosem) BF110, BFY45 (Siemens). In funzionamento normale la caduta ai capi di T_6 è dell'ordine di 10V, e, poiché la corrente di collettore non supera 5 A, il radiatore deve essere calcolato per una dissipazione di 50 W. Poichè la tensione massima (110 W) viene applicata a questo elemento solo istantaneamente nel momento della disinserzione, può adottarsi un 2N 3055 (R.C.A. Bendix). Una maggior sicurezza in tensione sarà garantita dai tipi 182T2 (Sesco) oppure 2N 3234 (Silicon Transistor Corp.).
L'indicatore al neon può essere una lampadina di segnalazione di qualsiasi modello. All'occorrenza, si dovrà modificare il valore di R_{17}, in modo che la tensione di collettore di T_1 resti, in funzionamento normale, nettamente al di sotto della tensione d'innesco di questa lampadina. Se si impiega, per P, un potenziometro a filo di notevole diametro, si potrà tarare il quadrante direttamente in Volt di uscita, evitando così di munire l'apparecchio di un voltmetro. L'andamento di questa taratura sarà esponenziale e la divisione 20 V si troverà pressapoco a metà del quadrante. Ciò comporta la possibilità di regolare con elevata precisione le tensioni deboli, quantunque oltre i 60 V le divisioni saranno assai ravvicinate. Una progressione più regolare potrà essere ottenuta utilizzando un potenziometro logaritmico « sinistroso » vale a dire che possieda la maggior variazione di resistenza verso l'estremità sinistra del proprio cursore. Per quanto riguarda gli altri componenti, non v'è nulla di particolare da dire. *A*

La fusione Magneti Marelli - Radiomarelli.

Potenziamento del settore elettronico.

L'Assemblea straordinaria della Fabbrica Italiana Magneti Marelli, tenutasi in Milano il giorno 16 novembre 1967, ha approvato la proposta di fusione tra la Magneti Marelli stessa e le altre società del gruppo, tra queste le due società operanti nel settore dell'elettronica, Radiomarelli e Fivre.
Gli scopi della concentrazione sono così riassunti nella relazione del Consiglio di Amministrazione:
« L'operazione deve essere soprattutto inquadrata nella più vasta prospettiva del Mercato Europeo e nella necessità di riunire sforzi direzionali, mezzi finanziari e tecnici, per dare all'Azienda una migliore capacità competitiva.
Questi indirizzi di politica aziendale contemplano potenziamenti e nuove iniziative in alcune attività nelle quali la nostra azienda è fortemente interessata e tra queste l'elettronica, nei settori:
— dell'automobile, ove le sue applicazioni, già da noi considerate in alcune apparecchiature, avranno impieghi sempre più estesi;
— dei componenti elettronici, la cui gamma è in corso di notevole ampliamento;
— della televisione a colori, per la quale la società manterrà quella posizione di avanguardia ed alta qualità che è suo vanto nella televisione in bianco e nero;
— della televisione a circuito chiuso;
— della radio e della riproduzione sonora, per le quali sono in corso programmi di ampliamento di gamma, particolarmente nel campo delle autoradio, dei giranastri e degli apparecchi di alta fedeltà ».
Il Presidente Cav. del Lav. Dr. Ing. Bruno Antonio Quintavalle ha infine comunicato la sua decisione di rassegnare, a causa dell'età, le dimissioni dalla carica di Presidente e Amministratore Delegato che ricopriva da 48 anni. Il Presidente Quintavalle ha quindi proposto e l'Assemblea approvato, di nominare in sua vece, alla carica di Presidente e Amministratore Delegato, il Dr. Corrado Ciuti, il quale sarà coadiuvato dal Vice Presidente e Direttore Generale Dr. Antonio Mangano.
L'Assemblea plaudendo all'opera svolta dal Cav. del Lav. Dr. Ing. B.A. Quintavalle nei 48 anni di lavoro alla guida della società, ha nominato lo stesso, per acclamazione, Presidente d'onore dell'Azienda.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

Marcello Fabio Francardi

Note sull'amplificazione lineare di piccoli segnali audio con transistori

1. - PREMESSA

Ci proponiamo di presentare una rassegna delle principali caratteristiche di uno stadio a transistori per amplificazione di piccoli segnali in bassa frequenza, nella connessione emettitore comune e collettore comune, dopo aver richiamato il sistema di rappresentazione di un transistore mediante la quaterna dei parametri ibridi.

Come è noto, il transistore può essere rappresentato con un quadripolo lineare e attivo che stabilisce un legame di primo grado tra quattro variabili: la tensione e la corrente in ingresso ed uscita. La scelta di due variabili indipendenti sulle quattro disponibili dà luogo a sei sistemi lineari (tanti quante le combinazioni di quattro elementi presi due a due). Ciascuno di questi sistemi interpreta a sua volta un tipo di connessione del transistore, cioè quello con base comune, emettitore comune collettore comune.

Noi ci riferiremo al sistema di equazioni che risulta dalla scelta delle seguenti variabili indipendenti: tensione applicata all'ingresso del quadripolo equivalente e corrente da esso erogata. Indicando gli elementi in ingresso con il pedice « *i* » e quelli in uscita con il pedice « *u* », avremo in generale:

$$\begin{cases} V_i = f_1(I_i,\ V_u) \\ I_u = f_2(I_i,\ V_u) \end{cases}$$

ovvero

$$\begin{cases} dV_i = \dfrac{\partial f_1}{\partial I_i} dI_i + \dfrac{\partial f_1}{\partial V_u} dV_u \\[2ex] dI_u = \dfrac{\partial f_2}{\partial I_i} dI_i + \dfrac{\partial f_2}{\partial V_u} dV_u \end{cases}$$

Per segnali di ampiezza piccola (rispetto al valore della componente continua di tensione o corrente, applicati agli elettrodi) si può scrivere:

$$\begin{cases} v_i = h_{11} i_i + h_{12} v_u \\ i_u = h_{21} i_i + h_{22} v_u \end{cases}$$

La precedente equazione è nota anche sotto la forma:

$$\begin{cases} v_i = h_i i_i + h_r v_u \\ i_u = h_f i_i + h_o v_u \end{cases}$$

Dal confronto tra i due sistemi risulta la corrispondenza tra i parametri ibridi con doppio pedice numerico e quelli secondo I.R.E. che noi useremo.

$h_{11} = h_i \qquad h_{12} = h_r$

$h_{21} = h_f \qquad h_{22} = h_o$

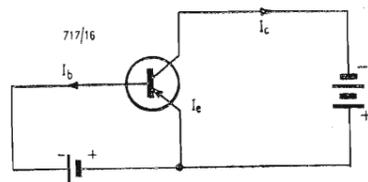
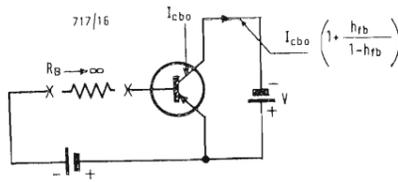
Nella trattazione che segue, le tensioni e le correnti indicate con la lettera minuscola si riferiscono alla componente di segnale, secondo i simboli ora usati. Supporremo che il lettore abbia familiarità con i circuiti equivalenti che usano i parametri ibridi ed iniziamo la nostra rassegna con il criterio di calcolo per stabilizzare il punto di funzionamento dello stadio con il variare della temperatura, che è di fondamentale importanza per il progetto dello stadio.

Ricordiamo che la espressione della corrente di collettore I_c è data da:

$$I_c = h_{fb} I_e + I_{cbo}. \qquad (1)$$

La figura 1 si riferisce ad un transistore P-N-P e mostra l'andamento delle correnti e dei potenziali applicati.

Nella equazione (1) il termine I_{cbo} rappresenta la corrente inversa di saturazione che si stabilisce sulla giunzione di collettore. Essa ha origine dalle cariche rese libere per effetto termico ed è praticamente indipendente, entro certi limiti, dal valore della tensione (inversa) applicata alla giunzione di collettore.

Il parametro h_{fb} è chiamato guadagno statico di corrente nella connessione base comune in quanto rappresenta il fattore di proporzionalità tra la corrente erogata dal collettore I_c e quella di comando I_e in una connessione nella quale il terzo elettrodo, cioè la base, costituisce il punto comune del circuito di ingresso e di quello di uscita.

Il valore di h_{fb} nei moderni transistori a giunzione si aggira su 0,99. Dalla figura risulta evidente che

$I_e = I_b + I_c$

ed inserendo questa condizione nella precedente si ha:

$$I_c = \frac{h_{fb}}{1 - h_{fb}} I_b + \frac{I_{cbo}}{1 - h_{fb}} \qquad (2)$$

ovvero in altra forma:

$$I_c = \frac{h_{fb}}{1 - h_{fb}} I_b + I_{cbo} \left(\frac{h_{fb}}{1 - h_{fb}} + 1 \right) \qquad (3)$$

Il parametro adimensionale $\dfrac{h_{fb}}{1 - h_{fb}}$ è spesso indicato con il simbolo h_{fe} o con β ed è il guadagno statico di corrente nella connessione emettitore comune. Infatti nella equazione (3) costituisce il fattore di proporzionalità tra la corrente di comando nella base e la corrente di collettore, in una connessione nella quale l'emettitore è comune al circuito di ingresso e di uscita.

Il termine I_{cbo} può essere facilmente interpretato supponendo di aprire il circuito di base in modo da rendere $I_b = 0$ (ovvero $R_b \to \infty$).

In questa situazione la (3) si riduce a:

$$I_c = I_{cbo} + h_{fe} I_{cbo} \qquad (4)$$

nella quale è bene evidente il legame tra la corrente I_{cbo} e quella di collettore. Infatti, se $I_b = 0$, la I_{cbo} è l'unica corrente che, circolando attraverso la giunzione di collettore, si richiude su quella di emettitore destando in uscita una corrente amplificata h_{fe} volte. A questa corrente amplificata viene naturalmente ad aggiungersi quella che si produce sulla giunzione di collettore per effetto termico, il cui importo è la stessa I_{cbo} (vedi fig. 2).

La corrente di collettore data dalla (3) è quella di cortocircuito del circuito di uscita ma può considerarsi praticamente coincidente con quella che percorre il carico esterno non appena sia sufficientemente verificata la condizione che il carico sia piccolo rispetto a $1/h_{oe}$, cioè rispetto alla resistenza interna del generatore.

Da osservare che la natura del carico esterno è generalmente diversa per la componente continua della corrente di collettore o per quella dovuta al segnale.

La corrente I_{cbo}, che è una componente in continua della corrente di collettore, dovrebbe più esattamente definirsi corrente a lento periodo di variazione in quanto, essendo dipendente dalla temperatura della giunzione base-collettore, varia al variare di questa.

I circuiti di amplificazione dovranno quindi essere dotati di un dispositivo che possa ridurre entro opportuni limiti fissati in sede di progetto, la variazione della corrente di collettore in funzione della temperatura. Non provvedendo in questo senso, le condizioni statiche di polarizzazione del transistore, definite dal circuito « in continua », subirebbero una continua deriva e lo stadio sarebbe inutilizzabile non appena la prestazione richiesta avesse qualche esigenza di stabilità.

Nei transistori di potenza il medesimo problema assume ben altro aspetto: essendo più estese le giunzioni e molto più elevata la corrente di collettore, l'aumento di I_{cbo} con la temperatura può portare, per effetto cumulativo, la corrente di collettore a valori talmente elevati da provocare la autodistruzione del transistore per l'eccessivo riscaldamento delle giunzioni.

Il dispositivo di compensazione, a rigore di termini, deve ignorare la componente di segnale della corrente I_c ed agire unicamente sulla componente I_{cbo} derivante dall'effetto termico. La separazione delle due è facilmente ottenuta utilizzando il lento periodo di variazione dell'una rispetto all'altra. Va peraltro osservato che in molti casi il circuito di stabilizzazione termica si associa ad un effetto di reazione negativa del segnale e ciò per adattare a particolari esigenze il valore della impedenza di ingresso e di uscita dello stadio o per migliorare la stabilità del guadagno.

Nella amplificazione di piccoli segnali vengono impiegati transistori che dissipano una potenza molto modesta sulla giunzione di collettore (dell'ordine di alcuni milliwatt).

In questo caso la temperatura è la stessa in ogni punto del transistore e la sopraelevazione rispetto all'ambiente è trascurabile fino al punto di potere identificare la temperatura dell'ambiente con quella della giunzione di collettore. Occorre però tenere conto del riscaldamento che il transistore subisce da parte di componenti installati nel circuito e che costituiscono, per così dire, il suo ambiente termico.

2. - STADIO RC PER PICCOLI SEGNALI IN BASSA FREQUENZA. CONNESSIONE E.C.

2.1. - Stabilizzazione termica

Nella figura 3 è rappresentato il circuito standard di un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità impiegante transistori tipo P-N-P.

Come noto, la connessione emettitore comune corrisponde a quella del catodo comune nei tubi elettronici. La analogia si limita peraltro alla funzione degli elettrodi corrispondenti: la base, l'emettitore ed il collettore con la griglia

Fig. 1 - Rappresentazione delle tensioni e delle correnti in un transistore PNP con gli elettrodi in cortocircuito, cioè direttamente connessi alla sorgente di alimentazione.

Fig. 2 - Interrompendo il circuito di base, la corrente di collettore è dovuta esclusivamente ad I_{cbo}.

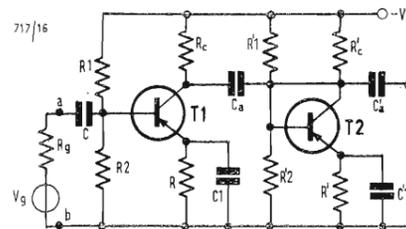



Fig. 3 - Catena di amplificazione tipica per piccoli segnali con transistori connessi nella figura emettitore comune.

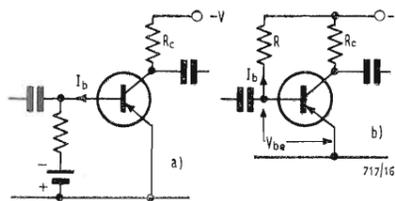



Fig. 4 - Metodi per ottenere la tensione diretta sulla giunzione emettitore-collettore. Il secondo sistema non richiede una batteria supplementare.

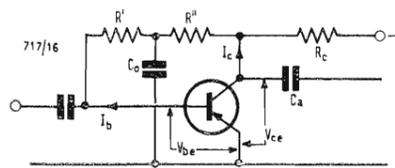



Fig. 5 - Eliminazione della componente di segnale dal circuito illustrato in fig. 4.

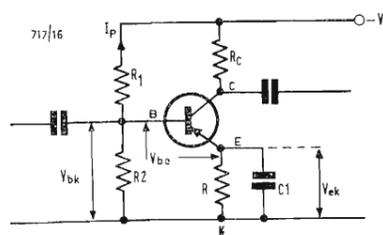
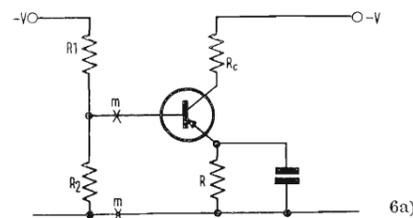
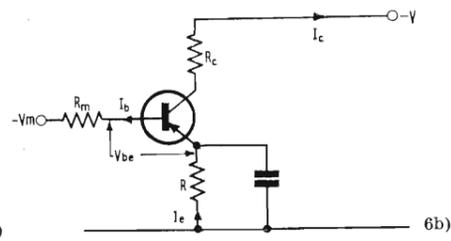



Fig. 6 - Circuito di stabilizzazione di normale impiego nella amplificazione di piccoli segnali.

Figg. 6 *a*)-*b*) - Trasformazione del circuito di fig. 6 mediante applicazione del teorema di Thévenin.

il catodo e l'anodo del tubo elettronico. Nella connessione E.C. l'emettitore costituisce per il segnale il punto comune del circuito di ingresso e di uscita, il che significa che il condensatore C_1 deve avere reattanza nulla nel campo di frequenze che interessano lo stadio. Nel corrispondente circuito con tubi elettronici il resistore posto in serie al catodo per la polarizzazione della griglia controllo è del pari cortocircuitato per il segnale. (1)

Esaminiamo il dimensionamento dello stadio, in funzione della esigenza di controllare gli effetti della deriva termica. Per porre in conduzione la giunzione base-emettitore di un transistore P-N-P occorre applicare una tensione V_{be} che renda negativa la base rispetto all'emettitore. Questa tensione è di circa 0,2 V per i transistori Ge e di circa 0,6 V per quelli Si. La corrente di base nei transistori per l'amplificazione di tensione, come dato orientativo, è dell'ordine di alcune decine di μA. Per ottenere la conduzione della giunzione base-emettitore si può ricorrere al circuito della figura 4 *a*) o a quello *b*). Il secondo ha il vantaggio di non richiedere una batteria supplementare in quanto ricava la tensione V_{be} direttamente dalla sorgente di alimentazione dello stadio.

Riferendoci a questa seconda soluzione e trascurando il valore di V_{be} rispetto a quello della batteria V (che è mediamente compreso tra 8 e 12 Volt) si ha:

$$R \simeq \frac{V}{I_b}$$

essendo I_b il valore della corrente di base stabilito dalle condizioni di impiego del transistore. Nessuno dei due circuiti è in grado di controllare la corrente di collettore al variare della temperatura, in altre parole non danno alcun contributo alla stabilità delle condizioni di lavoro.

Infatti un sistema che permetta di stabilizzare il punto di lavoro del transistore deve poter variare la polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore (e quindi la corrente I_b) nel senso di aumentarla se la temperatura diminuisce e viceversa di ridurla se la temperatura aumenta. In questo modo I_{cbo} tende a mantenere un valore costante in quanto viene ad essere introdotta una correzione che si oppone alle sue variazioni. La efficienza di un siffatto sistema di controllo, qualunque sia la rete che lo realizza, si esprime come il rapporto che si viene a stabilire tra la variazione della corrente di collettore ΔI_c e la corrispondente variazione della corrente ΔI_{cbo}. Nella condizione di massima stabilizzazione questo rapporto, come vedremo, vale l'unità.

Esaminiamo ora due tipici circuiti per la compensazione della deriva termica. Se i segnali da amplificare sono di ampiezza molto piccola, può essere usato il circuito della figura 5 il cui funzionamento è il seguente: un aumento della temperatura, in quanto incrementa I_c, provoca una maggiore caduta ai capi di R_c e quindi una diminuzione della tensione applicata tra collettore ed emettitore.

Poichè si ha:

$$I_b \simeq \frac{V_{ce}}{R' + R''}$$

da quanto abbiamo detto risulta che il sistema è in grado di stabilire una reazione negativa che stabilizza lo stadio. Un inconveniente di questo circuito è che il punto di lavoro del transistore viene a dipendere dal grado di correzione introdotto, in quanto sia la tensione V_{ce} sia la corrente I_b risultano funzione della temperatura. Per questo motivo l'impiego è limitato agli amplificatori di segnali di ampiezza talmente piccola da non temere distorsioni al variare entro limiti piuttosto ampi delle condizioni di lavoro. Per evitare che la rete per la correzione della deriva termica introduca una reazione negativa per il segnale, quest'ultimo viene eliminato dal condensatore C_o dimensionato in modo da offrire una reattanza molto bassa alla minima frequenza cui lo stadio è interessato. I resistori R' ed R'' hanno di solito valore eguale dell'ordine di alcune decine di chiloohm. Si dimostra (2) che il rapporto che stabilisce l'efficienza del sistema, vale in questo caso:

(1) Da notare che il valore della capacità C_1 di figura 3 è subordinato, oltre che dalla condizione intuitiva di presentare una rettanza bassa rispetto ad R sulla più bassa frequenza di lavoro, anche dal valore della resistenza R_g della sorgente di segnale. Il motivo è da ricercare nel fatto che la impedenza di ingresso e quindi la corrente di pilotaggio del transistore dipendono dalla impedenza del circuito di emettitore moltiplicata per il fattore (h_{fe} + 1).

(2) Phisical principles and applications of junction transistors H. Simpson, R. S. Richards, pag. 206.

Fig. 7 - Due situazioni limite per il fattore di stabilizzazione alle variazioni di temperatura. Con R_m grandissima rispetto ad R viene a cessare l'azione di stabilizzazione del circuito.

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}} = \frac{1}{1 + R_c \dfrac{h_{fe} + h_{oe}(R' + R'')}{R_c + R' + R''}}.$$

Un circuito assai più interessante del precedente, in quanto non ne presenta le limitazioni di impiego, è quello della figura 6.

Esso costituisce per così dire lo standard dei sistemi di compensazione, e pertanto merita una analisi dettagliata. Il resistore R applica allo stadio una reazione di corrente che agisce solo per le fluttuazioni lente e non per il segnale. Supponiamo infatti che la corrente I_p che percorre il partitore $R_1 - R_2$ sia molto grande rispetto alla corrente di base I_b in modo da poter ritenere costante la tensione applicata tra la base ed il punto K:

$$I_p = \frac{V}{R_1 + R_2} \gg I_b.$$

Il resistore posto in serie all'emettitore viene ad introdurre una degenerazione solo in corrente continua se per il segnale viene sciuntato da una capacità di reattanza sufficientemente bassa, ed in tale caso la tensione V_{ek} seguirà le variazioni a lento periodo della corrente prodotte dalla deriva termica.

La tensione V_{be} che agisce sulla giunzione emettitore-base stabilendo il valore della conduzione, è la somma algebrica di V_{bk} (praticamente costante) e di V_{ek}. Essendo quest'ultima proporzionale alla corrente di collettore I_c, la tensione V_{be} e quindi la corrente di comando del transistore I_b risultano inversamente proporzionali all'effetto prodotto dalla deriva termica.

Il calcolo del circuito si ricava con facilità applicando il teorema di Thevenin tra i punti *mm* della figura 6 *a*).

Si ottiene in questo modo il circuito di fig. 6 *b*) nel quale:

$$V_m = \frac{V}{R_1 + R_2} \cdot R_2 \quad R_m = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Circuitando la maglia di ingresso della figura 6 *b*) si ha:

$$V_m = I_b R_m + V_{be} + R I_e \simeq I_b R_m + R(I_b + I_c) \qquad (5)$$

nella quale

$$I_c = h_{fe} I_b + \frac{I_{cbo}}{1 - h_{fb}}.$$

Come è già stato osservato la corrente I_c è quella stessa che percorre il carico R_c visto in continua dal collettore se è verificata la condizione $R_c \ll \dfrac{1}{h_{oe}}$.

Abbiamo in precedenza accennato al parametro

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}}.$$

Esso è chiamato fattore di stabilizzazione ed il valore che viene ad assumere dipende dalle caratteristiche del circuito di compensazione e dal salto termico entro il quale deve intervenire. La variazione di I_{cbo} con la temperatura segue una legge che dipende dal materiale intrinseco del transistore (Ge oppure Si) nonchè dalla sua resistività. (3)

Questa variazione viene di solito espressa con riferimento al valore che assume la corrente inversa sulla giunzione base-collettore alla temperatura di riferimento di 25° Centigradi. Si suole indicare con I_o il valore di I_{cbo} a questa temperatura di riferimento ed il costruttore fornisce gli elementi per il calcolo del rapporto I_{cbo}/I_o in funzione della temperatura.

Ricerchiamo ora una espressione che leghi il parametro S con il valore degli elementi che compongono il circuito di stabilizzazione termica, nota la quaterna dei parametri h del transistore impiegato.

Inseriamo nella equazione (5) le espressioni di I_b e di $I_b + I_c$ ricavate dalla (3). Si ottiene facilmente:

$$I_b = I_c \frac{1 - h_{fb}}{h_{fb}} - \frac{I_{cbo}}{h_{fb}}$$

$$I_b + I_c = \frac{I_c}{h_{fb}} - \frac{I_{cbo}}{h_{fb}}$$

(3) Cfr. Electronic Engineering, Charles L. Alley Kenneth W. Atwood, Ed. John Wiley, London, pag. 182.

Fig. 8 - Schema equivalente a quello della fig. 3 per il segnale.
Gli elementi contenuti nelle linee a tratto rappresentano i transistori mediante le rispettive quaterne di parametri h. Il generatore di segnali è rappresentato con la sua resistenza interna R_g mentre il condensatore C, del quale supporremo trascurabile la reattanza, opera la separazione in continua tra il generatore ed il transistore T_1.

e quindi:

$$V_{bk} = R_m \left(I_c \frac{1 - h_{fb}}{h_{fb}} - \frac{I_{cbo}}{h_{fb}} \right) + R \left(\frac{I_c}{h_{fb}} - \frac{I_{cbo}}{h_{fb}} \right)$$

Risolvendo la precedente per I_c ed eseguendo $\frac{\partial I_c}{\partial I_{cbo}}$ e infine posto che $\frac{\partial I_c}{\partial I_{cbo}} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}}$ si ha:

$$I_c = \frac{V_{bk} + (R_m + R)\left(\frac{I_{cbo}}{h_{fb}}\right)}{R_m \left(\frac{1 - h_{fb}}{h_{fb}} + \frac{R}{h_{fb}} \right)}$$

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}} = \frac{R_m + R}{R + R_m (1 - h_{fb})} = \frac{1}{\frac{R + R_m (1 - h_{fb})}{R_m + R}} = \frac{1}{1 - \frac{R_m h_{fb}}{R + R_m}} \quad (6)$$

L'equazione (6) mostra che la stabilizzazione introdotta dalla rete è tanto migliore quanto più grande è il valore della resistenza R in serie all'emettitore rispetto a quella R_m in serie alla base. Le due condizioni al limite sono le seguenti:
in assenza di rete di correzione l'emettitore risulta collegato direttamente al punto K (cioè $R = 0$). Si ottiene il massimo valore del parametro S e la minima stabilizzazione del sistema, pari a $\frac{1}{1 - h_{fb}} = h_{fe} + 1$.
Pertanto un incremento di n μA della corrente I_{cbo} porta un incremento della corrente di collettore di $n(h_{fe} + 1)$ μA.
Se invece il resistore R avesse un valore teoricamente infinito, si ottiene la situazione opposta alla precedente e cioè il massimo valore della stabilità del sistema ed il valore minimo di S, cioè l'unità. È interessante l'aspetto fisico di questa situazione: se viene interrotto il collegamento con l'emettitore ($R \to \infty$) in essa non può circolare la corrente I_{cbo} ed il collettore subirà le stesse vicende della corrente di base senza alcun apporto di corrente amplificata. Si ha quindi:

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}} = 1 .$$

La figura 7 mostra le due condizioni al limite esaminate.
Nel normale dimensionamento di uno stadio la caduta ai capi del resistore R è orientativamente compresa tra $\frac{1}{3} \div \frac{1}{6}$ del valore della batteria di alimentazione e pertanto è assicurata la validità della approssimazione introdotta nella equazione (5): $I_e \cdot R \gg V_{be}$.

La sequenza del calcolo per la stabilizzazione di uno stadio può essere la seguente: vengono dapprima stabilite le condizioni di riposo del transistore ad una temperatura di riferimento (di solito 25 °C) nonchè il carico di collettore in continua (R_c). Quindi viene fissato di quanto percentualmente ci si può discostare da queste condizioni di lavoro centrali per una variazione della temperatura che copra con prudente margine quella dell'ambiente (ad esempio da 0 °C a 45 °C). Questi dati consentono di ricavare la ΔI_c massima ammissibile. Calcolato il valore di ΔI_{cbo} nel medesimo intervallo di temperatura, si ottiene il parametro $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}}$

Stabilito il valore del resistore R in modo che la caduta di tensione ai suoi capi soddisfi la condizione detta precedentemente (è sufficiente che $I_e \cdot R \simeq 10 \cdot V_{be}$) dalla equazione (6) viene ricavato il valore di R_m, parallelo di R_1 e di R_2.

2.2. - Circuito equivalente per il segnale

Nella figura 8 è riportato il circuito equivalente per il segnale dell'amplificatore della figura 3. I transistori T_1 e T_2 sono rappresentati con la nota rete dei parametri h, aventi il seguente significato: h_{ie} rappresenta la resistenza di ingresso, con uscita in cortocircuito, del quadripolo equivalente al transistore; h_{re} è un parametro privo di dimensioni che esprime la retroazione di tensione dall'uscita sull'ingresso del quadripolo stesso considerato con i morsetti di entrata aperti; h_{fe} è un parametro privo di dimensioni che moltiplicato per la corrente di comando I_b esprime la corrente erogata dal quadripolo con l'uscita cortocircuitata; $1/h_{oe}$ infine è la resistenza di uscita del quadripolo con i morsetti di ingresso aperti.

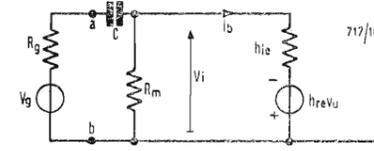



Fig. 9 - Circuito per ricavare il valore della impedenza di ingresso dello stadio.

Fig. 10 - Circuito per ricavare la impedenza di uscita dello stadio. Trascurando la reattanza del generatore di segnale, la « impedenza di uscita » coincide con la « resistenza di uscita ».

Questi parametri sono forniti dal costruttore o possono essere ricavati dalle caratteristiche del transistore.
Il circuito equivalente della figura 8 è tipico per segnali aventi frequenza decisamente inferiore al valore di quella di cutoff del transistore. Entro questi limiti la retroazione del circuito di uscita su quello di entrata è messa in conto dal solo generatore $h_{re}v_u$ ed i parametri h hanno con ottima approssimazione le dimensioni di ohm o ohm^{-1} o infine sono numeri puri come abbiamo osservato sopra.
La catena di amplificazione dei transistori T_1 e T_2 si compone di maglie interdipendenti in senso diretto ed inverso: nel senso diretto in quanto il generatore di corrente posto nella maglia di uscita dipende dalla corrente di pilotaggio in ingresso (amplificazione del segnale) ed in quello inverso per la presenza sul circuito di entrata del generatore $h_{re}v_u$ (dipendente dalla tensione di uscita). Quest'ultimo fatto, è tipico dei sistemi a semiconduttore. Nell'analogo circuito con tubi elettronici la retroazione del circuito di uscita su quello di ingresso è da considerare solo per frequenze per le quali è sensibile il valore della reattanza capacitiva presente tra anodo e griglia controllo (effetto Miller nei triodi) e il caso non interessa nella gamma delle frequenze audio. Inoltre è possibile, ricorrendo a tetrodi o pentodi, realizzare una separazione praticamente rigorosa tra ingresso ed uscita per un campo vastissimo di frequenza.
La figura catodo comune dei tubi elettronici ha questo elettrodo a potenziale nullo per il segnale ed il catodo costituisce quindi il punto comune ai circuito di ingresso e di uscita. Nella connessione E.C. dei transistori, la medesima condizione è applicata all'emettitore; in altri termini la capacità C_1 si suppone possa costituire un perfetto cortocircuito alla componente di segnale della corrente di emettitore rendendo il resistore R attivo solo per la reazione negativa « in continua », necessaria per la stabilità in temperatura dello stadio.
Per quanto riguarda la sorgente di alimentazione, la sua impedenza è supposta nulla ed il circuito del segnale deve essere calcolato pensando in cortocircuito i morsetti della batteria stessa. Ad esempio i resistori R_1R_2-$R'_1R'_2$ della fig. 3 sono da considerare in parallelo mentre R_c risulta connesso direttamente tra collettore e massa.

2.3. - Impedenza di ingresso e di uscita dello stadio

Per il calcolo della impedenza di ingresso esaminiamo il circuito della fig. 9 che rappresenta il circuito di entrata del transistore T_1.
In esso agiscono due generatori, quello del segnale di resistenza interna R_g e quello di retroazione $h_{re}v_u$. Considerando lo stadio sulle frequenze di centro banda (mid frequency range) indichiamo con R_L il carico visto dal segnale dal collettore di T_1

$$R_L = \frac{1}{\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{R_c}}$$

dove h_{ie} rappresenta la resistenza di ingresso di T_2.
Si ha quindi:

$$v_u = \frac{h_{fe}\, i_b}{h_{oe} + \frac{1}{R_L}} . \quad (7)$$

La approssimazione della equazione precedente consiste nell'avere omesso dal conto il generatore di retroazione della maglia di ingresso del transistore T_2. Dalla figura 9 si ha inoltre:
$v_i = i_b h_{ie} - h_{re} v_u$
e quindi:

$$v_i = i_b h_{ie} - \frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{oe} + \frac{1}{R_L}}\, i_b . \quad (8)$$

Viene definita impedenza di ingresso (in questo caso si riduce ad una resistenza) il rapporto

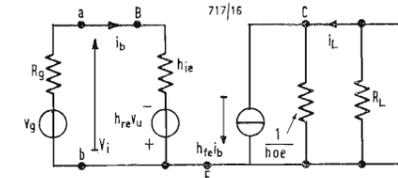
$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = h_{ie} - \frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{oe} + \frac{1}{R_L}} \quad (9)$$

in cui è evidente il legame con il carico R_L dello stadio.
La resistenza di ingresso della equazione (9) vale la somma di due termini: il parametro h_{ie} che è sempre di segno positivo ed il termine $\frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{oe} + \frac{1}{R_L}}$ che risulta negativo nella connessione emettitore comune. Questo secondo termine, non appena sia verificata la condizione

$$R_L \ll \frac{1}{h_{oe}} \quad (10)$$

ha un valore trascurabile rispetto ad h_{ie}(4). Abbiamo più volte accettato la condizione precedente che rientra nel normale dimensionamento dello stadio e pertanto risulta valida la seguente espressione semplificata per la resistenza di ingresso, indipendente dal valore e dalla natura del carico:

$$R_i \simeq h_{ie} . \quad (11)$$

Essa comporta un errore in eccesso tanto minore quanto più valida è la diseguaglianza (10). Il generatore di segnale v_g giudica dai suoi morsetti a-b una resistenza di carico che risulta dal parallelo di h_{ie} e di R_m. Poichè la corrente utilizzata per il comando del transistore è evidentemente solo quella che

(4) La verifica è immediata considerando i valori medi dei parametri h nella connessione emettitore comune: $h_{ie} \simeq 2$ KΩ, $h_{fe} \simeq 50$, $h_{oe} \simeq 50 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$, $h_r \simeq 1{,}6 \cdot 10^{-3}$.

percorre il resistore h_{ie}, e questa corrente dovrà rappresentare preferibilmente una percentuale elevata di quella fornita dal generatore, il parallelo di R_1 con R_2 è assai maggiore del valore di h_{ie} (normalmente di alcune decine di chiloohm contro circa 2 KΩ). Inoltre il generatore fornirà la massima potenza di pilotaggio quando la sua resistenza interna R_g eguaglia quella del circuito di ingresso del transistore e praticamente quando è pari ad h_{ie}. In questo caso si ha l'adattamento di impedenza tra generatore e carico con rendimento energetico del 50%. Questo peraltro ha significato se il carico è lineare, cioè se il suo valore non dipende dalla corrente che lo percorre e questo accade con ottima approssimazione per i piccoli segnali e quindi per piccole correnti di base del transistore. Il parametro h_{ie} assume in queste condizioni un valore ben definito una volta fissato il punto di lavoro.

In presenza di segnali non piccoli diventa sensibile l'effetto del comportamento non lineare della giunzione base-emettitore (risultante dall'andamento delle caratteristiche di ingresso) e il generatore vede un carico il cui valore dipende dalla corrente. Per evitare distorsione di non linearità generata sullo stesso circuito di ingresso il generatore di segnale deve avere in questo caso il comportamento del generatore ideale di corrente, cioè una resistenza R_g molto grande rispetto ad h_{ie}, e quindi con rendimento energetico modesto. Le caratteristiche dei normali generatori di segnale (microfoni etc.) ed il fatto che il rendimento su potenze piccolissime non ha interesse prevalente, pongono nella condizione di minima distorsione. Per quanto riguarda la impedenza di uscita (omettendo i parametri reattivi essa si riduce ad una resistenza) osserviamo che viene calcolata come il carico visto dai punti C ed E alimentati, guardando verso il transistore e supponendo cortocircuitata la f.e.m. v_g. Si ha quindi (fig. 10)

$$i_b = \frac{h_{re}\, v_u}{R_i + h_{ie}}$$

mentre il generatore di corrente sulla maglia di uscita risulta:

$$h_{fe} i_b = h_{fe}\left(\frac{h_{re}}{R_g + h_{ie}}\right) v_u .$$

Chiamando Y_u la ammettenza di uscita $\frac{i_u}{v_u}$ si ha, essendo al nodo C

$$i_u = -\frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{ie} + R_g} \cdot v_u + h_{oe}\, v_u$$

che

$$Y_u = \frac{i_u}{v_u} = -\frac{h_{re}\, h_{fe}}{h_{ie} + R_g} + h_{oe}. \quad (12)$$

Si osservi che per valori molto elevati di R_g la ammettenza di uscita Y_u tende al valore h_{oe}.

2.4. - Amplificazione del segnale

In uno stadio per l'amplificazione di piccoli segnali con tubi elettronici il guadagno è definito come rapporto (generalmente complesso) tra la tensione applicata all'ingresso dello stadio successivo e quella agente all'ingresso dello stadio considerato. Pur fornendo lo stadio una amplificazione di potenza, il riferimento al solo parametro di tensione nella valutazione del guadagno si giustifica pensando che il pilotaggio dei tubi avviene esclusivamente per effetto del potenziale applicato agli elettrodi e che pertanto quest'ultimo è l'elemento di base per lo studio della catena di amplificazione.

Nel caso dei transistori a giunzione, l'azione di comando è per corrente ed il guadagno è più utilmente espresso come rapporto, in generale complesso, tra la corrente fornita dallo stadio e quella applicata.

È peraltro utile anche in questo caso definire il guadagno come rapporto di tensioni, come per i tubi elettronici. Chiameremo A_i il guadagno di corrente ed A_v quello di tensione.

Iniziamo riferendoci allo schema equivalente della figura 11 valido per le frequenze di centro banda, per le quali il circuito non contiene elementi reattivi in quanto può essere considerata nulla la reattanza dei condensatori di accoppiamento C_a e C_a' mentre non è ancora sensibile l'effetto delle capacità distribuite o concentrate poste in parallelo sul circuito del segnale e che sono dovute al cablaggio, ai componenti ed infine alle giunzioni stesse del transistore (queste ultime hanno una capacità il cui valore dipende dalla tensione applicata).

L'effetto cumulativo di queste capacità in parallelo verrà indicato con C_p.

Ricordando la espressione R_L del carico per il segnale e le equazioni (7) ed (8) che forniscono la tensione di segnale applicata alla giunzione base emettitore e la tensione di uscita (nella connessione E.C. esse sono in opposizione di fase sulle frequenze di centro banda) il guadagno di tensione risulta:

$$A_{vo} = \frac{-V_u}{V_i} = \frac{1}{h_{re} - h_{ie}\,\dfrac{h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}}{h_{fe}}} = \frac{1}{h_{re} - \dfrac{h_{ie}}{h_{fe}R_L}(1 + R_L h_{oe})}. \quad (13)$$

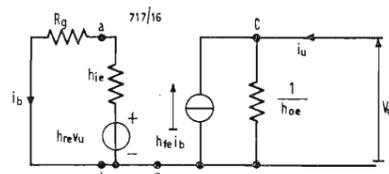
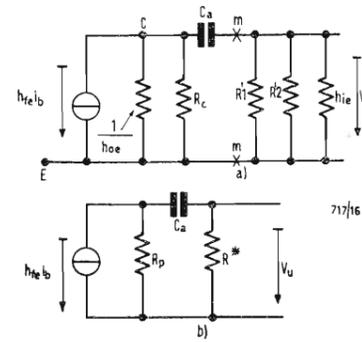



Fig. 11 - Circuito equivalente di uno stadio RC. La figura si riferisce alla connessione emettitore comune e suppone che lo stadio sia interessato alle frequenze di centro banda.

Figg. 12 a)-b) - Viene mostrato il circuito di uscita considerando la presenza del condensatore di accoppiamento C_a. Il circuito è pertanto studiato sulle frequenze basse.

D'altra parte è anche:

$$A_{vo} = -\frac{R_L\, i_L}{R_i\, i_b} = -A_{io}\frac{R_L}{R_i}.$$

Il guadagno di corrente si ricava ancora con facilità dalla figura 11

$$A_{io} = \frac{i_L}{i_b} = \frac{v_u/R_L}{i_b}. \quad (14)$$

Ricordando la (7) si ha:

$$\frac{v_u}{R_L} = \frac{h_{fe}\, i_b}{R_L h_{oe} + 1}$$

quindi:

$$A_{io} = \frac{h_{fe}}{R_L h_{oe} + 1}. \quad (15)$$

Il denominatore della precedente equazione contiene il termine $h_{oe} \cdot R_L$ il cui valore è molto piccolo (mediante il valore di h_{oe} è di $50 \cdot 10^{-6}$ ohm^{-1}) per cui assai spesso con buona approssimazione si può ritenere $A_{io} \simeq h_{fe}$.

Si osservi che per le frequenze di centro banda la connessione C.E., come la analoga catodo comune dei tubi elettronici, ruota la fase del segnale di π radianti.

Il guadagno in termini di rapporto di potenza

$$A_p = \frac{\text{Potenza sul carico } R_1}{\text{Potenza di pilotaggio}} = |A_v| \cdot |A_i|. \quad (16)$$

Per le frequenze più basse di quelle considerate di centro banda, la reattanza dei condensatori di accoppiamento C_a e C_a' non può essere trascurata ed il calcolo del guadagno in funzione della frequenza si riconduce alla analisi della figura 12 nella quale è rappresentata la maglia di uscita, cioè di collettore.

Il guadagno di tensione si ricava facilmente applicando il teorema di Thévenin tra i punti m, n:

$$V_u = \frac{h_{fe}\, i_b\, R_p}{R_p + R^* + \dfrac{1}{j_u C_a}} R^* = \frac{h_{fe}\, i_b\, R_t}{1 + \dfrac{1}{j_u C_a (R_p + R^*)}} \quad (17)$$

dove si è posto:

$$R_p = \frac{\dfrac{1}{h_{oe}} \cdot R_c}{\dfrac{1}{h_{oe}} + R_c}; \quad \frac{1}{R^*} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_1'} + \dfrac{1}{R_2'} + \dfrac{1}{h_{ie}}}; \quad R_t = \frac{R_p \cdot R^*}{R_p + R^*}.$$

Accettando l'approssimazione della (10) si ha $R_t \simeq R_L$. Il numeratore dell'equazione (17) rappresenta il valore della tensione di uscita per le frequenze di centro banda. Si può scrivere quindi:

$$V_u = \frac{V_{vo}}{1 - j\dfrac{1}{\omega C_a (R_p + R^*)}}$$

o anche:

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{1 - j\dfrac{1}{\omega C_a (R_p + R^*)}}. \quad (18)$$

Come noto, viene definita frequenza di soglia inferiore della banda passante a — 3 dB dello stadio quella per la quale

$$|A_v| = \frac{|A_{vo}|}{\sqrt{2}} \text{ cioè:}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_a (R_p + R^*)}$$

da cui:

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{1 - j\dfrac{f_1}{f}}.$$

Le formule precedenti sono del resto quelle valide per uno stadio R.C. a tubi. Infatti gli schemi di fig. 12 sono identici nei due casi: in quello dei tubi il generatore di corrente ha il valore $-G_m V_{gk}$ ed il parametro h_{oe} viene sostituito dalla resistenza differenziale anodica mentre il resistore R^* rappresenta la R_g di ingresso dello stadio seguente.

Lo studio del guadagno su frequenze per le quali si debba tenere conto della reattanza delle capacità poste in parallelo sul circuito del segnale (C_p), può venire condotto con la figura 13.

Con metodo analogo a quello seguito prima, si ricavano le equazioni:

Fig. 13 - Lo stesso circuito della figura 12 a)-b) è ora studiato sulle frequenze elevate della gamma audio, nella ipotesi di poter trascurare la reattanza del condensatore C_a.

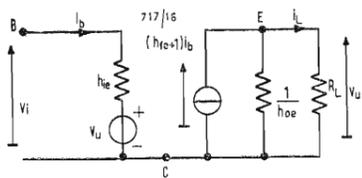



Fig. 15 - Rappresentazione di uno stadio nella connessione collettore comune utilizzando i parametri h validi per la connessione emettitore comune.

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{1 + j\dfrac{f}{f_2}}, \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi\, C_p\, R_t} \tag{19}$$

avendo posto per R_t il valore precedente.

La frequenza f_2 è quella al limite superiore della banda passante con 3 dB di attenuazione rispetto al guadagno massimo o di centro banda dello stadio.

Si ha ancora perfetta anlogia con il comportamento di uno stadio a tubi elettronici benchè nel caso dei transistori occorra tener conto di un fatto che può cominciare ad avere importanza fin dalle frequenze più elevate della gamma audio e che determina la scelta del transistore da impiegare. In altri termini i tipi di transistori disponibili in commercio sono previsti per funzionare con prestazioni assai più specializzate e rigide di quanto non avvenga per i tubi elettronici. Limitatamente al comportamento in frequenza, ricordiamo che esiste un limite ($f\alpha$) detto di taglio o di cutoff, precisato dal costruttore per ogni tipo di transistore, in prossimità del quale (ed oltre il quale) il parametro h_{fb} deve considerarsi una quantità complessa, il cui modulo in corrispondenza del valore $f\alpha$ si riduce al 70 % del valore numerico che a questo parametro viene attribuito sulle frequenze medie o basse. Sulle frequenze prossime o superiori a $f\alpha$ (sulle quali peraltro il transistore non viene normalmente impiegato) il circuito equivalente si trasforma radicalmente e diviene assai più complicato di quello del quale ci siamo serviti. Infatti i parametri h devono poter rappresentare nuovi fatti che condizionano il funzionamento del transistore (tempo di transito delle cariche attraverso la regione della base, effetto delle capacità sulle giunzioni) e per questi motivi sono da considerare quantità complesse.

Sia chiaro che, limitandoci alle frequenze audio il cui limite superiore è di 20 kHz circa, le considerazioni precedenti sono del tutto premature in quanto la frequenza di taglio dei transistori normalmente usati nella amplificazione dei segnali in bassa frequenza supera ampiamente questo limite. Si è voluto piuttosto porre in evidenza il fatto che mentre nei transistori il funzionamento su frequenze elevate trova una limitazione per così dire intrinseca e strettamente legata al tipo del transistore e cioè alla sua struttura tecnologica, nei tubi elettronici questo stesso problema viene a presentarsi su valori di frequenza decisamente più elevati (nei tubi di tipo convenzionale si può grosso modo valutare il limite di utilizzazione intorno a 1000 MHz).

3. - STADIO RC PER PICCOLI SEGNALI IN BASSA FREQUENZA-CONNESSIONE C.C.

La connessione collettore comune ha caratteristiche analoghe a quella anodo comune (inseguitore catodico) dei tubi elettronici.

Può essere studiata utilizzando le formule ricavate per la figura emettitore comune mediante alcune semplici considerazioni preliminari.

La struttura della connessione a collettore comune è indicata dalla figura 14. Il carico per il segnale è posto in serie all'emettitore mentre il collettore è connesso direttamente con la batteria di alimentazione. Poichè quest'ultima per ipotesi non ha impedenza interna, il collettore risulta essere l'elettrodo comune al circuito di entrata e di uscita dello stadio.

Nel caso di fig. 14 *a*) il resistore R_e reaziona completamente di tensione lo stadio sia in continua che per il segnale. Pertanto assolve la duplice funzione di elemento di stabilizzazione per l'effetto termico e di carico per il segnale.

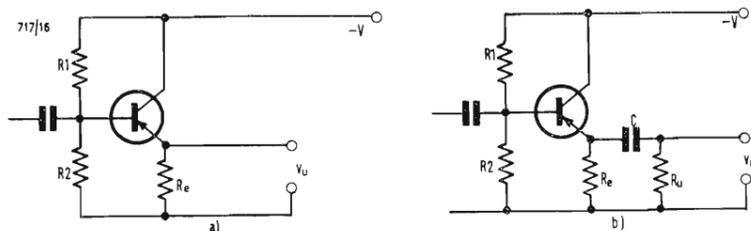



Fig. 14 - Emitter follower con carico in continua coincidente con il carico per il segnale *a*) e con carichi diversi *b*).

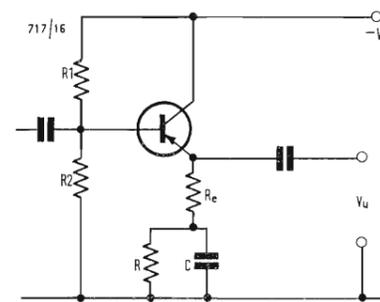



Fig. 16 - Se il carico R_e non è sufficiente per ottenere la stabilizzazione desiderata, viene posto in serie ad un carico visto solo in continua in modo da raggiungere il valore desiderato.

Nel caso della fig. 14 *b*) il carico in continua è costituito dal resistore R_e mentre il segnale, trascurando la reattanza del condensatore di accoppiamento C, ha per carico il parallelo tra R_e ed R_u.

Le equazioni che permettono di ricavare il guadagno di corrente statico (o di cortocircuito) h_{fc} per questa connessione, sono le seguenti:

$$i_c = h_{fe}\, i_b \qquad i_e = i_b + i_c$$

$$i_e = i_b + h_{fe} i_b \qquad -\frac{i_e}{i_b} = h_{fe} + 1 \simeq h_{fe}$$

Il segno negativo del rapporto tra la corrente di uscita e quella di entrata deriva dal fatto che la corrente di uscita ha in questo caso verso contrario della corrispondente nella connessione emettitore comune. Il guadagno statico di corrente h_{fc} ha un valore numerico praticamente eguale a quello della connessione E.C.

Il circuito equivalente di uno stadio C.C., rappresentato con i parametri h della connessione E.C., è il seguente:

Il generatore di reazione v_u si giustifica facilmente pensando che l'intero valore della tensione di uscita viene a retroagire sul circuito di ingresso, trascurando la piccola caduta di segnale sulla giunzione base emettitore.

Pertanto dovrà essere $h_{rc} v_u = v_u$ e quindi $h_{rc} = 1$. Inoltre è evidente che il parametro h_{ie} della connessione E.C. ed il corrispondente h_{ic} della connessione C.C. hanno il medesimo valore. Il generatore di corrente $(h_{fe} + 1)$ per quanto osservato in precedenza sul verso della corrente di uscita, ha verso opposto rispetto al corrispondente generatore della connessione C.E. ed il vettore v_u, che rappresenta la tensione sul carico, risulta concorde con il vettore v_i.

Riassumendo i dati delle considerazioni precedenti nella tabella:

$$h_{ic} = h_{ie} \qquad \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{h_{oc}}$$

$$h_{rc} = 1 \qquad h_{fc} = -(h_{fe} + 1)$$

si ha una immediata utilizzazione delle formule ricavate per la connessione E.C. convertendole nelle corrispondenti valide per l'emitter follower:

$$A_{vo} = \frac{1}{1 + \dfrac{h_{ie}\left(h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}\right)}{h_{fe} + 1}} = \frac{h_{fe} + 1}{(h_{fe} + 1) + h_{ie}\left(h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}\right)} \tag{20}$$

$$A_{io} = \frac{-(h_{fe} + 1)}{1 + R_L\, h_{oe}} \tag{21}$$

$$A_P = |\, A_v \,| \cdot |\, A_i \,| \tag{22}$$

$$R_i = \frac{(h_{fe} + 1)}{h_{oe} + \dfrac{1}{R_L}} + h_{ie} \simeq R_L\,(h_{fe} + 1) + h_{ie} \tag{23}$$

$$Y_u = \frac{(h_{fe} + 1)}{h_{ie} + R_g} + h_{oe}. \tag{24}$$

È subito vista la caratteristica dello stadio come adattatore di impedenza confrontando la (23) con la (24). Infatti la espressione della resistenza complessiva di ingresso dello stadio contiene il termine $(h_{fe} + 1)\, R_L$ mentre quella dell'ammettenza di uscita contiene il termine $h_{fe} + 1/h_{ie} + R_g$. Il fattore di adattamento della resistenza (più in generale della impedenza) tra ingresso ed uscita è quindi $(h_{fe} + 1)$.

Il segno della equazione di A_v mostra che lo stadio non ruota la fase del segnale (nella connessione E.C. la rotazione è di π radianti sul centro banda). Infine il valore di A_v è minore della unità ed anche questa proprietà, come le precedenti, è in comune con l'inseguitore catodico con tubi elettronici.

Concludiamo osservando che in alcuni casi il resistore R_e della fig. 14 può non essere sufficiente per garantire la stabilizzazione termica desiderata, mentre è correttamente dimensionato per le esigenze di guadagno e di impedenza di ingresso e di uscita dello stadio. In questo caso occorre porre in serie ad R_e un resistore addizionale sciuntato per il segnale, per aumentare il carico in continua sul circuito di emettitore (figura 16). *A*

4. - BIBLIOGRAFIA

CHARLES L. ALLEY e W. ATWOOD, *Electronic Engineering*. Ediz. John Wiley.

J. H. SIMPSON e R. S. RICHARDS, *Phisical Principles and Application of junction Transistors*. Oxford Press.

VITTORIO BANFI, *Elettronica sul Transistore*. Tirrenia.

continuazione dal n. 11 - 1967

CLASSIFICAZIONE DEI GENERATORI DI RIFERIMENTO P. 2a.

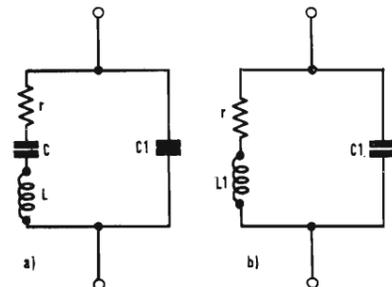
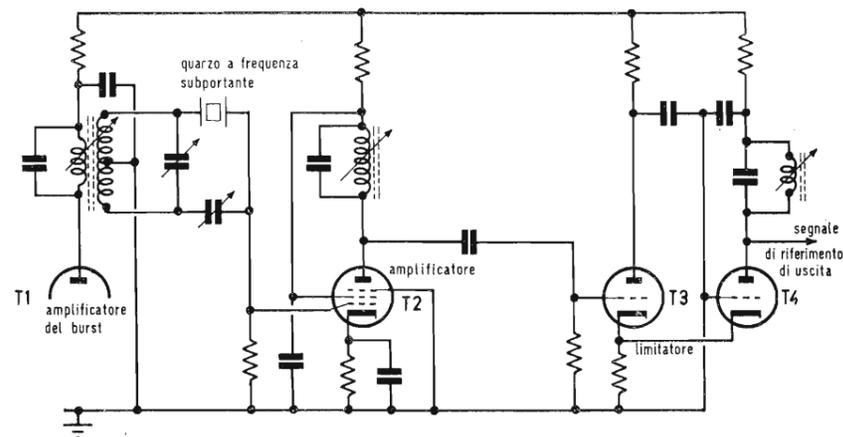
Per comodità del lettore, ricordiamo che i generatori di riferimento vengono distinti in due classi: integratori passivi e integratori dinamici o attivi.
Gli integratori passivi selezionano la componente a frequenza subportante dell'onda del burst per mezzo di un filtro a banda stretta. Si noti che non basta che il filtro escluda puramente le bande laterali ad entrambi i lati della componente a frequenza subportante. La sua banda passante deve essere sufficientemente stretta per fornire una larghezza di banda equivalente di disturbo di circa 220 Hz, per cui gli errori di fase dinamica dovuti ai disturbi sono accettabili.
Gli integratori attivi o dinamici svolgono la funzione di filtraggio per mezzo di un filtro passabasso, che è alimentato da un segnale costituito dalla nota di battimento generata per accoppiamento dell'uscita di un oscillatore con il segnale burst. L'integratore dinamico tipico è, in sostanza, un oscillatore il cui segnale generato è controllato in frequenza e in fase da un rivelatore di fase, che confronta i segnali dell'oscillatore e del burst. Un simile dispositivo è generalmente noto come *circuito A.P.C. cioè controllo automatico di fase*. Analogamente all'integratore passivo, l'integratore attivo può avere una caratteristica di frequenza equivalente ad una larghezza di banda di disturbo di circa 220 Hz centrata intorno alla frequenza subportante.
Generalmente, il generatore di riferimento, oltre all'azione principale di generare la frequenza di riferimento, svolge altre funzioni, come la soppressione del colore nella ricezione in bianco e nero ed il controllo automatico di crominanza.

INTEGRATORI PASSIVI

Il circuito di un semplice integratore passivo è mostrato in fig. 6.
Si applica il segnale burst isolato ad un circuito a ponte, comprendente un cristallo di quarzo accordato alla frequenza nominale subportante. La ragione di impiegare un circuito bilanciato è di neutralizzare l'effetto della capacità di montaggio, che accompagna inevitabilmente il cristallo, allo scopo di evitare una reazione attraverso le bande laterali del burst. Il quarzo oscilla alla sua frequenza di risonanza in risposta alla componente subportante dell'onda del burst, e il segnale risultante viene amplificato. Poichè la tensione del quarzo ha una caduta esponenziale negli intervalli fra i burst, la tensione amplificata viene passata ad un limitatore, che mantiene costante l'ampiezza dell'onda sinoidale in uscita. Il cristallo, che fa parte di questo circuito, dipende evidentemente dalla larghezza di banda di disturbo e si può dimostrare che la larghezza di banda equivalente di disturbo di un semplice circuito accordato è $\pi/2$ volte la sua lunghezza di banda a 3 dB di attenuazione. Perciò, se la frequenza di risonanza è f_o Hz, la banda a 3 dB è f_o/Q Hz e la larghezza di banda equivalente di disturbo è:

$$f_N = \frac{\pi}{2}\,\frac{f_o}{Q}\ \text{Hz, da cui } Q = \frac{\pi}{2}\,\frac{f_o}{f_N}$$

Per una prestazione soddisfacente nei riguardi dei disturbi, f_N deve essere 220 Hz, perciò il Q richiesto è:

$$Q = \frac{\pi}{2}\,\frac{4{,}43 \cdot 10^6}{220} \cong 32.000,$$

ammesso che il quarzo si comporti come un semplice filtro.
Per realizzare un Q così alto, conviene adottare un quarzo anzichè un circuito accordato.
Questo integratore, progettato per la banda disturbante sopra menzionata, soffre di alcune limitazioni. L'inconveniente principale consiste nel fatto che, dato l'altissimo valore del Q, una modesta variazione della sintonia del quarzo o della frequenza subportante trasmessa, può provocare gravi errori di fase statica. L'errore di fase statica ha due componenti. Una è prodotta dallo sfasamento provocato da una leggera dissintonia del circuito ad alto Q e l'altra sorge dall'effetto leggermente di « fuori passo » dell'onda sinoidale del quarzo, e che si costituisce durante il periodo di riga prima che sopraggiunga il prossimo burst.
Si possono calcolare queste due parti di errore di fase statica nel modo che segue.
Il circuito equivalente del cristallo è indicato in fig. 7a, dove L, C, ed r sono i componenti in serie del cristallo, mentre C_1 è la capacità del montaggio. Una risonanza di tipo parallelo del cristallo si manifesta quando la frequenza del segnale applicato è leggermente più alta della frequenza di risonanza di tipo serie, così che i componenti L, C in serie divengono equivalenti ad un'induttanza L_1, che risuona con la capacità C_1, come indica la fig. 7b.
L'impedenza del circuito di fig. 7b ha l'espressione:

$$\overline{Z} = \frac{(r + j\omega L_1)\left(-\dfrac{j}{\omega C_1}\right)}{r + j\omega L_1 - j/\omega C_1} = \frac{r + j\omega L_1}{1 + j\omega r C_1 - \omega^2 L C_1}$$

Alla frequenza di risonanza parallelo f_o ($\omega_o = 2\pi f_o$), si ha:

$$L_1 C_1 = \frac{1}{\omega_o^2};\quad L_1 = \frac{rQ}{\omega_o};\quad C_1 = \frac{1}{\omega_o r Q};$$

sostituendo queste relazioni nella precedente si ottiene:

$$\overline{Z} = \frac{r + j\dfrac{\omega}{\omega_o} rQ}{1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_o^2} + j\dfrac{\omega}{\omega_o Q}}$$

Di questa impedenza, interessa particolarmente l'angolo caratteristico, poichè la variazione della fase della tensione attraverso il circuito relativamente alla corrente del burst fornita ad esso, determina l'errore di fase. Perciò l'angolo di fase φ di $\overline{Z}$, cioè la fase della tensione ai capi del circuito relativa alla corrente totale che scorre in esso, coincide con la fase del vettore:

$$\left(1 + j\frac{\omega Q}{\omega_o}\right)\left[\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) - j\frac{\omega}{\omega_o Q}\right] = 1 + j\frac{\omega}{\omega_o}\left[Q\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) - \frac{1}{Q}\right] \cong$$

$$\cong 1 + j\frac{\omega}{\omega_o} Q\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)$$

la semplificazione dell'ultimo termine del 2° membro è lecita, in quanto $Q \gg 1$.
Allora, se f_s è la frequenza subportante applicata, ed f_o è la frequenza di risonanza in parallelo, il vettore ultimo menzionato diviene:

$$1 + j\frac{f_s}{f_o} Q \left(1 - \frac{f_s^2}{f_o^2}\right)$$

Se esiste un errore di accordo Δf, per cui $f_o = f_s + \Delta f$, si ha:

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{f_s}{f_s + \Delta f} = \frac{1}{1 + \Delta f/f_s} \cong 1 - \frac{\Delta f}{f_s} \text{ e } \left(\frac{f_s}{f_o}\right)^2 \cong 1 - \frac{2\Delta f}{f_s}$$

Il suddetto vettore allora diviene:

$$1 + jQ\left(1 - \frac{\Delta f}{f_s}\right)\frac{2\Delta f}{f_s} \cong 1 + j\frac{2\Delta f}{f_s} Q, \text{ per cui } \operatorname{tg}\varphi = \frac{2\Delta f Q}{f_s} \text{ e } \varphi = \operatorname{artg}\frac{2Q\Delta f}{f_s}$$

Questo errore φ è il primo degli sfasamenti sopra menzionati; esso può essere generato o da un errore di accordo del quarzo o da una variazione della frequenza subportante del trasmettitore.
Si calcola l'errore di fase « fuori passo » nel modo seguente.

Se la frequenza della subportante è il multiplo dispari M della metà della frequenza di riga (nel sistema europeo a 625 righe tipo *NTSC*, $M = 567$) e se ci sono 9 cicli di burst per linea, fra 2 burst successivi ci sono:

$$\left(\frac{M}{2} - 9\right)$$

cicli di subportante. Ciascun ciclo di quest'ultima dura $1/f_s$ secondi, per cui il tempo fra due burst successivi vale $\dfrac{M - 18}{2 f_s}$ sec.

Fig. 7 - Circuiti equivalenti di un cristallo di quarzo.

Fig. 6 - Schema di integratore passivo.

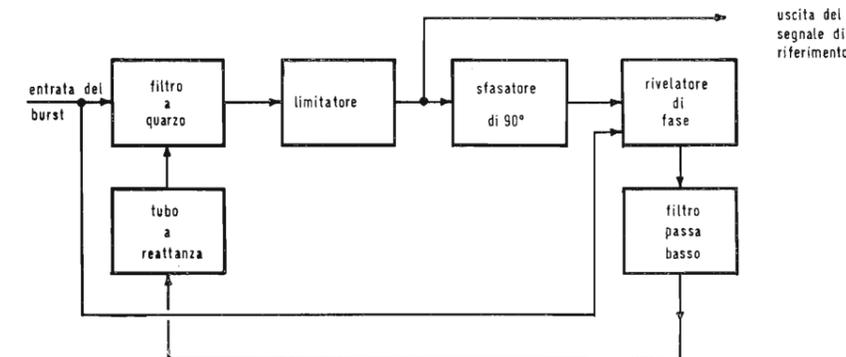



Fig. 8 - Schema a blocchi di un integratore passivo con correzione di fase statica.

Ora, se si commette un errore di accordo del cristallo tale che $f_o = f_s + \Delta f$, come sopra ammesso, il numero di cicli del «quarzo» nel tempo $\frac{M-18}{2f_s}$, è $(M-18)\frac{(f_s + \Delta f)}{2f_s}$; essendo, come si è appena detto, $\frac{M-18}{2}$ il numero di cicli « puri » di subportante, l'errore totale all'inizio di un burst è

$$\left(\frac{M-18}{2}\right)\frac{(f_s + \Delta f)}{f_s} - \frac{M-18}{2} =$$

$$= \left(\frac{M-18}{2f_s}\right) f_s + \left(\frac{M-18}{2f_s}\right)\Delta f - \left(\frac{M-18}{2f_s}\right) f_s = \left(\frac{M-18}{2f_s}\right)\Delta f \text{ cicli.}$$

Poichè ciascun ciclo espresso in radianti equivale a un angolo di 2π radianti, l'errore di fase testè calcolato, vale $\varphi 2 = 2\pi \frac{\Delta f}{f_s}(M-18) =$

$= \pi\,(M-18)\,\Delta f/f_s$ radianti.

Si può semplificare quest'ultima relazione osservando che $M-18$ è poco diverso da M ($M - 18 = 567 - 18 = 549 \cong 567$) e che $f_s = Mf_r/2$, dove f_r è la frequenza di riga; allora:

$$\varphi 2 \cong 2\pi \frac{\Delta f M}{f_r M} = 2\pi \frac{\Delta f}{f_r} \text{ radianti.}$$

L'errore totale di fase dell'integratore passivo è perciò:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = \text{artg}\left(2Q\frac{\Delta f}{f_s}\right) + 2\pi\frac{\Delta f}{f_r}$$

Un'ulteriore semplificazione sorge dall'essere $2Q\Delta f/f_s$ normalmente molto piccolo, quindi potendosi confondere l'arco con la sua tangente:

$$\varphi \cong 2Q\frac{\Delta f}{f_s} + 2\pi\frac{\Delta f}{f_r} \text{ radianti, ossia}$$

$$\varphi \cong \frac{360}{\pi}\Delta f\left(\frac{Q}{f_s} + \frac{\pi}{f_r}\right)\text{gradi.}$$

Affinchè φ non superi 2,5° bisogna che Δf non superi il valore ricavabile dall'ultima espressione. Nel caso dello standard europeo a 625 righe, si ha: f_s = 4,429 MHz; f_r = 15,625 kHz; $Q = 3{,}2 \cdot 10^4$; sostituendo questi valori nell'espressione di Δf, si ottiene:

$$\Delta f = \frac{\pi\varphi}{360}\left(\frac{1}{\frac{Q}{f_s} + \frac{\pi}{f_r}}\right) =$$

$$= \frac{3{,}14 \cdot 2{,}5}{360}\cdot\left(\frac{1}{\frac{3{,}2 \cdot 10^4}{4{,}429 \cdot 10^6} + \frac{3{,}14}{15{,}625 \cdot 10^4}}\right)$$

$$= 2{,}18 \cdot 10^{-2}\left(\frac{1}{0{,}722 \cdot 10^{-2} + 2{,}01 \cdot 10^{-4}}\right)$$

$$\Delta f = \frac{2{,}18 \cdot 10^{-2}}{10^{-2}}\left(\frac{1}{0{,}7421}\right) =$$

$= 2{,}18 \cdot 1{,}35 = 2{,}94 \cong 3$ Hz.

La larghezza di banda di disturbo risulta: $f_N = \frac{\pi}{2}\frac{f_o}{Q} = \frac{\pi}{2}\frac{4{,}429 \cdot 10^6}{3{,}2 \cdot 10^4} \cong 220$ Hz.

Poichè la tolleranza della frequenza del trasmettitore è ± 8 Hz, la precisione richiesta di 3 Hz della fase statica non può essere garantita con la larghezza di banda di disturbo di 220 Hz. Naturalmente, se si riduce il Q, aumenta Δf fino a divenire tollerabile.

Se Δf = 20 Hz il nuovo valore del Q per un errore di fase statica di 2,5°, si ricava dall'espressione su riferita di φ, risolta rispetto a Q.

$$Q = f_s\left(\frac{\pi\varphi}{360\Delta f} - \frac{\pi}{f_r}\right) =$$

$$= 4{,}429 \cdot 10^6\left(\frac{3{,}14 \cdot 2{,}5}{360 \cdot 20} - \frac{3{,}14}{15{,}625 \cdot 10^4}\right)$$

$$= 4{,}429 \cdot 10^6\,(1{,}09 - 0{,}201) \cdot 10^{-3} \cong 3940.$$

A questo valore di Q corrisponde la larghezza di banda di disturbo:

$$f'_N = \frac{\pi}{2}\frac{f_s}{Q} = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{4{,}429 \cdot 10^6}{3{,}94 \cdot 10^3} \cong$$

$\cong$ 1770 Hz

alla quale corrisponde un errore di fase dinamico di circa 16° eff. per un rapporto unitario del valore punta-punta del burst al valore efficace del disturbo, mentre si è già visto che non conviene superare il valore di soli 5° per l'errore di fase dinamico.

E' chiaro che non si può soddisfare contemporaneamente alle contraddittorie condizioni, che impongono errori di fase piccoli statici e dinamici. Si deve allora ricorrere ad un compromesso, oppure si può aggiungere al circuito un dispositivo automatico per correggere l'errore di fase statico (v. fig. 8). Ivi l'integratore è studiato in

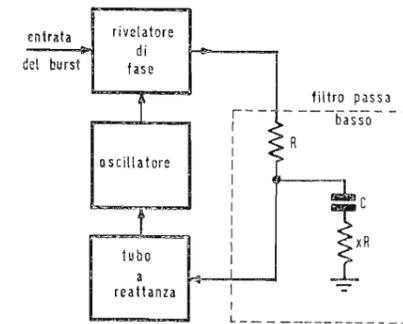



Fig. 9 - Schema a blocchi di un sistema di A.P.C.

modo da avere la richiesta larghezza di banda di disturbo senza considerare l'errore di fase statico. Il segnale di uscita dell'integratore viene poi confrontato in fase col segnale burst in un rivelatore di fase, la cui uscita corregge l'accordo dell'integratore per mezzo di un tubo a reattanza, ottenendo in tal modo una riduzione dell'errore di fase statico. In uno dei rami alimentatori della sottoportante al rivelatore di fase, bisogna inserire uno sfasamento di 90°, poichè i rivelatori di fase danno generalmente uscita zero o bilanciata, quando i due segnali da confrontare sono tra loro in quadratura. Conferendo un sufficiente guadagno nella rete di reazione, si può ridurre l'errore di fase statico ad un desiderato valore e, supposto che la banda di frequenze passante del circuito sia piccola rispetto alla larghezza di banda del disturbo, l'immunità ai disturbi dell'integratore non viene peggiorata.

Si faccia attenzione che nei filtri a cristallo o nei circuiti ad anello, la tensione di uscita decresce esponenzialmente nell'intervallo fra due burst consecutivi, secondo il fattore $e^{-rt}/21$, dove t è il tempo misurato a partire dalla fine di un burst.

Essendo $r/l = \omega_o/Q$, il fattore di caduta si può scrivere $e^{-\omega st}/2Q$, essendo ω_s la pulsazione della subportante; il massimo valore di t è circa 100 μsec; il fattore di decrescenza è perciò $e^{-4,43}\ \pi/Q$ che eguaglia circa 0,9 per Q = 16.600. Ciò significa che si ha la diminuzione del 10% dell'ampiezza durante un periodo H di riga per un Q di 16.600.

Con il Q = 32000 calcolato sopra, la caduta di ampiezza in un periodo H è solo di pochi per cento. Infine, poichè alcuni rivelatori sincroni sono sensibili a tutte le variazioni di ampiezza del segnale di riferimento, è opportuno l'impiego di un limitatore dopo il cristallo, per evitare variazioni erronee dei colori nell'immagine.

Gli integratori passivi non sono risultati molto pratici a motivo delle condizioni da essi imposte di avere un Q altissimo e cristalli tagliati con grandissima precisione. Per compensare l'errore di fase statico, si richiede un circuito di elaborazione della fase, quando non si voglia fare un compromesso (che in genere non riesce del tutto soddisfacente) tra gli errori di fase statico e dinamico, il circuito diviene allora molto simile ad un controllo automatico di fase (A.P.C. o A.Ph.C.) specialmente rispetto al numero dei componenti.

Fig. 10 - Circuito equivalente per il rapporto di trasferimento di fase del sistema di A.P.C. di fig. 9.

INTEGRATORI ATTIVI, DINAMICI

Lo schema a blocchi di un semplice circuito di controllo automatico di fase A.P.C. è rappresentato in fig. 9. Si ritrovano qui gli elementi ben noti di un sistema di C.A.F.F. (oscillatore locale, segnale campione, discriminatore di fase, circuito filtro, tubo a reattanza), che conosciamo dalla TV bianco-nero per la correzione automatica dell'oscillatore orizzontale per la deviazione di riga, o per la stabilizzazione dell'oscillatore locale RF del ricevitore (in quest'ultimo caso, invece di un tubo a reattanza, si usa di preferenza un diodo varicap).

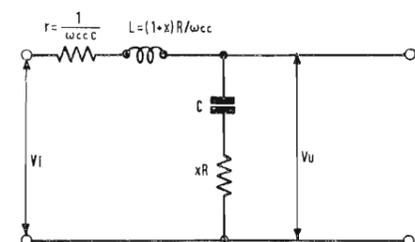
Il principio di funzionamento di un sistema A.P.C. è semplice: il segnale generato da un oscillatore stabile accordato alla frequenza nominale della subportante, viene applicato ad un rivelatore di fase, dove la sua fase viene confrontata con il segnale burst. La nota di battimento risultante in uscita dal rivelatore di fase viene poi fatta passare attraverso un filtro passa basso, e poi applicata ad un tubo a reattanza, che controlla la frequenza dell'oscillatore. Lo studio dei circuiti di A.P.C. deve tener presenti due condizioni: 1°) il circuito deve anzitutto provvedere alla correzione della frequenza e a fissare la fase; 2°) dopo aver effettuato l'agganciamento, le caratteristiche del circuito devono essere tali che le variazioni della fase del burst in arrivo (variazioni indesiderate dovute a disturbi o interferenze) non provochino variazioni della fase del segnale generato dell'oscillatore.

Lo studio analitico dei sistemi di A.P.C. è assai complesso e non si ritiene opportuno riportarlo qui. Ciò si potrà fare in seguito se qualche lettore ce ne farà richiesta.

CARATTERISTICHE DI SINCRONIZZAZIONE E DI AGGANCIAMENTO DI FASE

Consideriamo dapprima la prestazione relativa alla sincronizzazione del circuito. Anche qui bisogna soddisfare a due condizioni: 1°) l'errore statico di fase non deve superare ±2,5°; 2°) la caratteristica relativa ai disturbi deve essere tale che l'errore dinamico di fase non superi 5° efficaci per il rapporto unitario fra l'ampiezza punta-punta del burst e l'entità del disturbo efficace. Come si è visto, per il sistema europeo, ciò corrisponde ad una larghezza di banda di disturbo di circa 220 Hz.

Prima di trattare gli errori statico e dinamico di fase, conviene definire alcuni parametri, che determinano la prestazione del sistema. Tali parametri sono:

a) la sensibilità del tubo a reattanza, comunemente chiamato β e misurato in Hz/V. Ciò significa che 1 V applicato alla griglia del tubo a reattanza provoca una variazione di frequenza dell'oscillatore di βHz. Nei generatori di riferimento, il tubo a reattanza generalmente

è del tipo capacitivo, per il quale la capacità equivalente è direttamente proporzionale alla tensione di polarizzazione di griglia, cioè un aumento positivo della tensione di polarizzazione (nel senso di rendere la griglia meno negativa rispetto al catodo) comporta un aumento della conduttanza mutua del tubo e un aumento della capacità equivalente, quindi una diminuzione della frequenza dell'oscillatore controllato;

b) la sensibilità del rivelatore di fase, comunemente indicata col simbolo μ è misurata in V/radianti e si può chiarire il significato della sensibilità μ applicando un segnale sinoidale di una certa frequenza, ad un'entrata del rivelatore di fase, e un segnale sinoidale di frequenza un poco diversa, all'altra entrata. La tensione di uscita del rivelatore di fase, in queste condizioni, è un'onda sinoidale avente frequenza uguale alla differenza di frequenza fra i segnali confrontati (cioè la frequenza di battimento) e l'ampiezza di punta di μ.V. Se la pulsazione della nota di battimento è ω radianti/sec, il segnale di uscita del rivelatore di fase è $\mu \mathrm{sen}\, \omega t$; rappresentando graficamente è ω radianti/sec, il segnale ne di ωt, si constata che l'onda sinoidale ha una pendenza all'origine di μ.V/radiante. (La pendenza dell'onda sinoidale all'origine è numericamente uguale al valore massimo dell'onda stessa).
Il tipo di rivelatore di fase, comunemente usato nei circuiti A.P.C., fornisce un segnale di uscita proporzionale al coseno della differenza di fase fra i due segnali confrontati. L'uscita del rivelatore è perciò zero per uno sfasamento di 90°; è abitudine considerare gli errori di fase in termini dell'angolo complementare (differenza rispetto a 90°) della differenza di fase Ψ dei due segnali. Cioè, se si ha un errore di fase Ψ, l'uscita del rivelatore è $\mu \cos\, (90° - \Psi) = \mu \mathrm{sen} \Psi$;

c) la caratteristica di trasporto del filtro del sistema. Essa è data dal rapporto della tensione di uscita alla tensione di entrata del filtro in funzione della pulsazione ω rad/sec, e si indica con $F(\omega)$. Per il filtro di fig. 9, composto dalla capacità C e dalle resistenze R ed xR, si ha:

$$F(\omega) = \frac{1 + j\omega xRC}{1 + j\omega\ (1 + x)\ RC};$$

questo rapporto si riduce a $\frac{1}{1+x}$ quando ω tende all'infinito e in tal caso viene chiamato rapporto di guadagno c.a./c.c. e si indica con m; quest'ultimo può confondersi con x, quando x è molto minore di 1, cioè quando la resistenza del ramo verticale del filtro è molto piccola rispetto alla resistenza del ramo orizzontale dello stesso filtro.

ERRORE STATICO DI FASE

Se l'oscillatore presenta una dissintonia di Δf Hz, bisogna, per correggerlo, applicare al tubo a reattanza una tensione di valore $\Delta f/\beta$, che deve essere generata dal rivelatore di fase. Si ha dunque: $\mu \mathrm{sen} \Delta\Psi = \Delta f/\beta$
dove $\Delta\Psi$ è l'errore statico di fase. Dall'ultima relazione si deduce immediatamente:

$$\mathrm{Sen}\ \Delta\Psi = \frac{\Delta f}{\mu\beta} = \frac{\Delta f}{f_{cc}},$$ avendo posto

$f_{cc} = \mu\beta$ uguale cioè al prodotto delle sensibilità del tubo a reattanza e del rivelatore di fase; f_{cc} è chiamato guadagno c.c. del circuito e rappresenta il massimo campo di tenuta del sistema di A.P.C. Se l'errore di frequenza è maggiore di f_{cc}, il sistema non può generare la tensione di correzione, che sarebbe necessaria per sintonizzare l'oscillatore. Siccome normalmente si deve fare in modo che sia $\Delta\Psi \leq 2{,}5°$, si può ammettere la seguente approssimazione per $\Delta\Psi$:

$$\Delta\Psi = \frac{\Delta f}{f_{cc}} \text{ radianti} = \frac{180}{\pi} \frac{\Delta f^o}{f_{cc}} = \frac{180}{\pi} \frac{\Delta\omega}{\omega_{cc}}$$

dove $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ e $\omega_{cc} = 2\pi f_{cc}$.

ERRORE DINAMICO DI FASE

Si può studiare l'errore dinamico di fase considerando un segnale di entrata esente da disturbi, la cui fase varia sinoidalmente ad una particolare frequenza e rilevando l'entità della corrispondente variazione di fase in uscita. Ripetendo questa misura per varie frequenze si può fare un diagramma della variazione della fase del segnale di uscita divisa per la variazione della fase del segnale di entrata, in funzione della frequenza. Questo rapporto viene definito come *rapporto di trasferimento (o di trasporto) di fase*, si indica generalmente col simbolo $Q(\omega)$ ed è analogo al rapporto di trasferimento di tensione di un filtro. Si dimostra infatti che per il filtro di fig. 9, il rapporto di trasferimento di fase del circuito è uguale al rapporto di trasferimento di tensione del circuito di fig. 10, per il quale vale la seguente relazione:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C} + xR}{\frac{1}{\omega_{cc} C} + \frac{j\omega\ (1+x)\, R}{\omega_{cc}} + \frac{1}{j\omega C} + xR} =$$

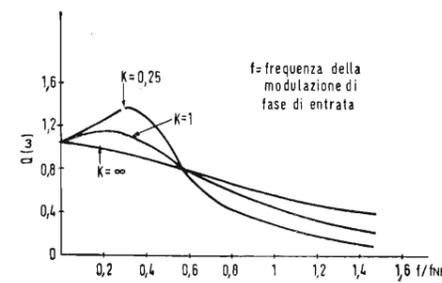



Fig. 11 - Caratteristica di trasferimento di fase per smorzamento sopra il critico, critico, sotto il critico.

$$= \frac{1 + j\omega xRC}{1 - \frac{(1+x)\,\omega^2 RC}{\omega_{cc}} + j\omega\,(xRC + \frac{1}{\omega_{cc}})}$$

Si può calcolare la larghezza di banda di disturbo del circuito eseguendo la quadratura dell'ampiezza della curva $Q(\omega)$ e determinando il rettangolo equivalente di altezza uguale al massimo della curva e area uguale a quella sottesa dalla stessa $Q(\omega)$. Si dimostra che:

$$\frac{f_N}{2} = f_{NN} = \frac{\omega_{cc}\left[1 + \frac{x^2\omega_{cc}RC}{(1+x)}\right]}{4\,(1 + x\omega_{cc}RC)} = \frac{\omega_{cc}\,(1 + m\omega_{cc}RC)}{4\,(1 + x\omega_{cc}RC)},$$

avendo indicato con f_{NN} la semibanda di disturbo.
La nozione della semibanda scende dall'osservazione che il circuito non può distinguere fra fluttuazioni disturbanti sopra o sotto la frequenza subportante e perciò l'area racchiusa dalla curva integrata di $Q(\omega)$ conduce appunto alla semilarghezza di banda di disturbo.
Per il sistema europeo $f_N = 220$ Hz e $f_{NN} = 110$ Hz per l'errore dinamico di 5° eff. e per unità del rapporto della ampiezza di picco del burst all'ampiezza del disturbo efficace.
La funzione della resistenza xR nel filtro di fig. 9 è di permettere di considerare indipendentemente l'errore statico di fase e la semilarghezza di banda di disturbo: se xR viene corto circuitata, $f_{NN} = \frac{\omega_{cc}}{4}$; l'errore di fase statico vale $\Delta\Psi \cong \frac{\Delta\omega}{\omega_{cc}}$, per cui $f_{NN} = 0{,}25 \frac{\Delta\omega}{\Delta\Psi}$ ossia $f_{NN}\Delta\Psi = 0{,}25\ \Delta\omega$.

Allora, per una data dissintonia $\Delta\omega$, non si possono scegliere indipendentemente $\Delta\Psi$ e f_{NN}.
Inserendo la xR, si può prima determinare ω_{cc} per calcolare $\Delta\Psi$, e così si dispone delle due variabili x ed RC per assegnare a f_{NN} il valore necessario. Ancora, disponendo di x e di RC, si può usare una di queste due variabili per controllare un'altra caratteristica del sistema. Si noti che il circuito equivalente del rapporto di trasferimento di fase di fig. 10 presenta L, C ed R, questi elementi possono generare oscillazioni indesiderate, in certe condizioni. Si dimostra che questi inneschi sono una funzione del fattore di smorzamento K definito dalla espressione:

$$\mathrm{K} = \frac{(1 + xRC\omega_{cc})^2}{4\,(1 + x)\,\omega_{cc}RC}.$$

Se $K > 1$ il circuito è sovrasmorzato e non si hanno inneschi. Se $K < 1$ il circuito è poco smorzato e se $K = 1$ si ha lo smorzamento critico. In realtà, K determina la forma della curva $Q(\omega)$ come si vede in fig. 11. Per evitare inneschi che provocano interferenze, K deve essere maggiore o uguale a 1.

Si noti che per $xR = 0$ si ha $K = \frac{1}{4\omega_{cc}RC}$ e cioè $f_{NN} = 0{,}25\ \omega_{cc}$ come si è già riscontrato.
In conseguenza, per assegnati disaccordi ed errori statici di fase, f_{NN} risulta determinato e variando la costante di tempo RC, si varia semplicemente il valore di K, ossia la forma della curva $Q(\omega)$.
Riassunto delle formule di maggior interesse riguardanti la prestazione di sincronizzazione del circuito A.P.C.:

errore statico di fase $\mathrm{sen}\Delta\Psi = \frac{\Delta f}{f_{cc}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_{cc}}$ con $\omega_{cc} = 2\pi f_{cc} = 2\pi\mu\beta$;

errore dinamico di fase cioè larghezza di banda di disturbo
$$f_N = 2f_{NN} = \frac{\omega_{cc}\left[1 + \frac{x^2\omega_{cc}RC}{1 + x}\right]}{2\,(1 + x\omega_{cc}RC)} \cong \frac{1 + x^2\omega_{cc}RC}{2xRC}$$

l'approssimazione è lecita in quanto, per i campi dei valori d'interesse, $x \ll 1$ e $x\omega_{cc}RC \gg 1$;

fattore di smorzamento K ($\geqq 1$)

$$K = \frac{(1 + x\omega_{cc}RC)^2}{4\,(1+x)\,\omega_{cc}RC} \cong 0{,}25x^2\omega^2RC$$

Si noti che le caratteristiche di sincronizzazione non sono puramente funzione delle costanti x ed RC del filtro passa basso, ma dipendono anche dal guadagno del sistema.

(continua)

Fig. 1/0883

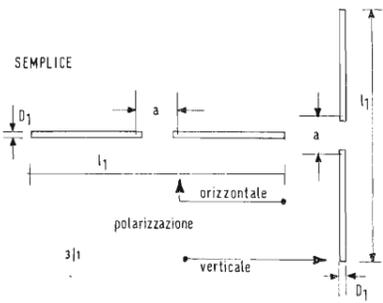
Dipolo semplice (fig. 1)

Canale	Mc/s	Dipolo l_1 m	Dipolo D_1 mm	Dipolo a mm	Zu ohm
A	52,5- 59,5	2,40	25	48	~60
B	61 - 68	2,08	25	48	~60
C	81 - 88	1,56	25	48	~60
MF	88 -100	1,41	25	48	~60
D	174 -181	0,74	16	30	~60
E	182,5-189,5	0,71	16	30	~60
F	191 -198	0,68	16	30	~60
G	200 -207	0,64	12	25	~60
H	209 -216	0,62	12	25	~60

Fig. 2/0883

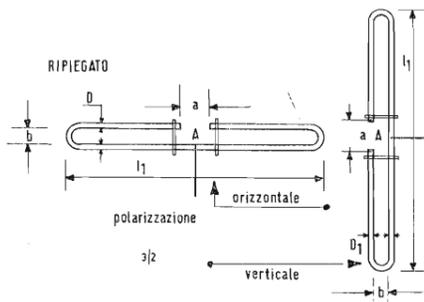
Dipolo ripiegato (fig. 2)

Canale	Mc/s	Dipolo l_1 m	Dipolo D_1 mm	Dipolo a mm	Dipolo b mm	Zu ohm
A	52,5- 59,5	2,40	25	48	75	~240
B	61 - 68	2,08	25	48	75	~240
C	81 - 88	1,56	25	48	75	~240
MF	88 -100	1,41	25	48	75	~240
D	174 -181	0,74	16	30	48	~240
E	182,5-189,5	0,71	16	30	48	~240
F	191 -198	0,68	16	30	48	~240
G	200 -207	0,64	12	30	36	~240
H	209 -216	0,62	12	30	36	~240

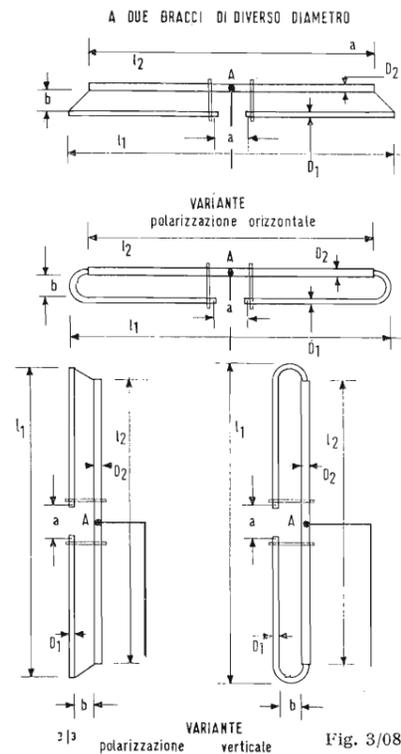
Fig. 3/0883

0883 - *Sig. Modugno P. - Bari ed altri richiedenti*

D. Sono richiesti i dati costruttivi per antenne adatte alla ricezione televisiva ed alla modulazione di frequenza.

R. Qui di seguito riportiamo le tabelle e le figure relative alla costruzione delle antenne destinate alla ricezione delle emittenti televisive e a modulazione di frequenza.

Le abbreviazioni contemplate nelle stesse hanno il seguente significato: Mc/s = megacicli (megaherz); m = metri; mm = millimetri; g = guadagno in decibel; λ = lunghezza d'onda.

Dipolo a due bracci aventi diametri differenti (fig. 3)

Canale	Mc/s	Dipolo l_1 m	Dipolo D_1 mm	Dipolo l_2 m	Dipolo D_2 mm	Dipolo a mm	Dipolo b mm	Zu ohm
A	52,5- 59,5	2,64	16	2,40	25	48	60	~300
B	61 - 68	2,28	16	2,04	25	48	50	~300
C	81 - 88	1,73	16	1,55	25	48	50	~300
MF	88 -100	1,60	16	1,40	25	48	50	~300
D	174 -181	0,82	8	0,73	16	36	35	~300
E	182,5-189,5	0,78	8	0,70	16	36	35	~300
F	191 -198	0,75	8	0,67	16	36	32	~300
G	200 -207	0,72	8	0,64	16	36	30	~300
H	209 -216	0,69	8	0,61	16	36	30	~300

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore (fig. 4)

Canale	Mc/s	Dipolo F_0 Mc/s	λ_0 m	l_1 m	D_1 mm	l_2 m	D_2 mm	a mm	b mm	Riflettore l_3 m	D_3 mm	S_3 m	Zu ohm
A/TV	52,5- 59,5	56	5,36	2,64	10	2,40	25	48	60	2,85	25	0,98	~300
B	61 - 68	64,5	4,65	2,24	10	2,06	25	48	50	2,45	25	0,84	~300
C	81 - 88	84,5	3,55	1,70	8	1,54	25	36	50	1,85	25	0,61	~300
MF	88 -100	94	3,19	1,53	8	1,38	25	36	50	1,70	25	0,54	~300
D/TV	174 -181	177,5	1,69	0,82	6	0,71	20	36	30	0,86	10/12	0,30	~300
E	182,5-189,5	186	1,615	0,785	6	0,675	20	36	30	0,83	10/12	0,29	~300
F	191 -198	194,5	1,545	0,75	6	0,64	20	36	30	0,80	10/12	0,28	~300
G	200 -207	203,5	1,475	0,72	6	0,61	20	36	30	0,77	10/12	0,27	~300
H	209 -216	212,5	1,41	0,69	6	0,58	20	36	30	0,74	10/12	0,26	~300

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore e direttore (fig. 5)

Canale	Mc/s	Dipolo F_0 Mc/s	λ_0 m	l_1 m	D_1 mm	l_2 m	D_2 mm	a mm	b mm	Riflettore l_3 m	D_3 mm	S_3 m	Direttore l_4 m	D_4 mm	S_4 m	Zu ohm
A/TV	52,5- 59,5	56	5,36	2,64	10	2,40	25	48	60	2,85	25	1,08	2,08	25	1,08	~300
B	61 - 68	64,5	4,65	2,24	10	2,06	25	48	50	2,45	25	0,94	1,86	25	0,94	~300
C	81 - 88	84,5	3,55	1,70	8	1,54	25	36	50	1,85	25	0,71	1,43	25	0,75	~300
MF	88 -100	94	3,19	1,53	8	1,38	25	36	50	1,70	25	0,64	1,24	25	0,67	~300
D/TV	174 -181	177,5	1,69	0,82	6	0,71	20	36	30	0,92	10/12	0,37	0,72	10/12	0,27	~300
E	182,5-189,5	186	1,615	0,785	6	0,675	20	36	30	0,88	10/12	0,355	0,68	10/12	0,255	~300
F	191 -198	194,5	1,545	0,75	6	0,64	20	36	30	0,84	10/12	0,34	0,64	10/12	0,24	~300
G	200 -207	203,5	1,475	0,72	6	0,61	20	36	30	0,80	10/12	0,325	0,60	10/12	0,225	~300
H	209 -216	212,5	1,41	0,69	6	0,58	20	36	30	0,76	10/12	0,31	0,57	10/12	0,21	~300

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore e due direttori (fig. 6)

Canale	Mc/s	Dipolo F_0 Mc/s	λ_0 m	l_1 m	D_1 mm	l_2 m	D_2 mm	a mm	b mm	Riflettore l_3 m	D_3 mm	S_3 m	I direttore l_4 m	D_4 mm	S_4 m	II direttore l_5 m	D_5 mm	S_5 m	Zu ohm
A/TV	52,5- 59,5	56	5,36	2,64	10	2,40	25	48	60	2,85	25	1,08	2,10	25	1,08	2,00	25	1,08	~300
B	61 - 68	64,5	4,65	2,24	10	2,06	25	48	50	2,45	25	0,94	1,88	25	0,94	1,78	25	0,94	~300
C	81 - 88	84,5	3,55	1,70	8	1,54	25	36	50	1,85	25	0,71	1,46	25	0,75	1,36	25	0,75	~300
MF	88 -100	94	3,19	1,53	8	1,38	25	36	50	1,70	25	0,64	1,28	25	0,67	1,20	25	0,67	~300
D/TV	174 -181	177,5	1,69	0,82	6	0,71	20	36	30	0,92	10/12	0,37	0,73	10/12	0,27	0,69	10/12	0,27	~300
E	182,5-189,5	186	1,615	0,785	6	0,675	20	36	30	0,88	10/12	0,355	0,70	10/12	0,255	0,66	10/12	0,255	~300
F	191 -198	194,5	1,545	0,75	6	0,64	20	36	30	0,84	10/12	0,34	0,67	10/12	0,24	0,63	10/12	0,24	~300
G	200 -207	203,5	1,475	0,72	6	0,61	20	36	30	0,80	10/12	0,325	0,64	10/12	0,225	0,60	01/12	0,225	~300
H	209 -216	212,5	1,41	0,69	6	0,58	20	36	30	0,76	10/12	0,31	0,61	10/12	0,21	0,57	10/12	0,21	~300

le dimensioni del dipolo sono identiche per tutti i tipi

Fig. 4/0883

Fig. 5/0883

Fig. 9/0883

Fig. 6/0883

Fig. 7/0883

Fig. 8/0883

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore e quattro direttori (fig. 7)

Canale	Dipolo						Riflettore			Direttori						Zu
	l_1	D_1	l_2	D_2	a	b	l_3	D_3	S_3	l_4	l_5	l_6	l_7	D_4	S_7	ohm
	m	mm	m	mm	mm	mm	m	mm	m	m	m	m	m	mm	m	
D/TV	0,82	6	0,71	20	36	30	0,92	10/12	0,37	0,75	0,72	0,69	0,66	10/12	0,25	~300
E	0,785	6	0,675	20	36	30	0,88	10/12	0,355	0,715	0,685	0,655	0,63	10/12	0,235	~300
F	0,75	6	0,64	20	36	30	0,84	10/12	0,34	0,68	0,655	0,63	0,605	10/12	0,225	~300
G	0,72	6	0,61	20	36	30	0,80	10/12	0,325	0,65	0,625	0,60	0,58	10/12	0,215	~300
H	0,69	6	0,58	20	36	30	0,76	10/12	0,31	0,62	0,595	0,57	0,55	10/12	0,205	~300

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore e sei direttori (fig. 8)

Canale	Dipolo						Riflettore			Direttori								Zu
	l_1	D_1	l_2	D_2	a	b	l_3	D_3	S_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	D_{4-7}	S_{4-7}	ohm
	m	mm	m	mm	mm	mm	m	mm	m	m	m	m	m	m	mm	mm	m	
D/TV	0,82	6	0,71	20	36	30	0,92	10/12	0,37	0,75	0,73	0,71	0,69	0,675	0,66	10/12	0,25	~300
E	0,785	6	0,675	20	36	30	0,88	10/12	0,355	0,715	0,695	0,675	0,66	0,645	0,63	10/12	0,235	~300
F	0,75	6	0,64	20	36	30	0,84	10/12	0,34	0,68	0,665	0,65	0,635	0,62	0,605	10/12	0,225	~300
G	0,72	6	0,61	20	36	30	0,80	10/12	0,325	0,65	0,635	0,62	0,615	0,59	0,58	10/12	0,215	~300
H	0,69	6	0,58	20	36	30	0,76	10/12	0,31	0,62	0,605	0,59	0,575	0,56	0,55	10/12	0,205	~300

Dipolo mezz'onda avente bracci di diametro diverso con riflettore e otto direttori (fig. 9)

Canale	Dipolo						Riflettore			Direttori										Zu
	l_1	D_1	l_2	D_2	a	b	l_3	D_3	S_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	l_{10}	l_{11}	D_{4-11}	S_{4-11}	ohm
	m	mm	m	mm	mm	mm	m	mm	m	m	m	m	m	m	m	m	m	mm	m	
D/TV	0,72	6	0,71	20	36	30	0,92	10/12	0,37	0,75	0,74	0,73	0,72	0,705	0,69	0,675	0,66	10/12	0,25	~300
E	0,785	6	0,675	20	36	30	0,88	10/12	0,355	0,715	0,705	0,695	0,685	0,675	0,66	0,645	0,63	10/12	0,235	~300
F	0,75	6	0,64	20	36	30	0,84	10/12	0,34	0,68	0,67	0,66	0,65	0,64	0,63	0,615	0,605	10/12	0,225	~300
G	0,72	6	0,61	20	36	30	0,80	10/12	0,325	0,65	0,64	0,63	0,62	0,61	0,60	0,59	0,58	10/12	0,215	~300
H	0,69	6	0,58	20	36	30	0,76	10/12	0,31	0,62	0,61	0,60	0,59	0,58	0,57	0,56	0,55	10/12	0,205	~300

Aerei a larga banda adatti per qualsiasi canale (D-E-F-G-H)

Dipolo						Riflettore			Direttori										Zu	g
l_1	D_1	l_2	D_2	a	b	l_3	D_3	S_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	l_{10}	l_{11}	D_{4-11}	S_{4-11}	ohm	dB
m	mm	m	mm	mm	mm	m	mm	m	m	m	m	m	m	m	m	m	mm	m		
0,80	6	0,60	20	36	30	0,84	10/12	0,30	0,57	0,57	0,57	0,57					10/12	0,17	~300	6–7
0,80	6	0,60	20	36	30	0,84	10/12	0,30	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57			10/12	0,17	~300	7–8
0,80	6	0,60	20	36	30	0,84	10/12	0,30	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	0,57	10/12	0,17	~300	8–9

(*segue da pag. 523*)

3.3. - L'autoregolazione

Quanto alla seconda parte del campo di indagine della cibernetica, cioè alla *teoria della regolazione*, assunto che l'amplificatore elettronico è uno dei più interessanti esempi di servomeccanismo, enormi risultati si sono acquisiti dopo la spinta impressa dalle esigenze belliche durante l'ultimo conflitto (puntamento rapido dei cannoni antiaerei, missili a traiettoria autoregolata, ecc.). Un anello di regolazione, risponde nella sostanza alla figura 6. Si ha un organo di misura, che dà il valore effettivo della grandezza regolata (es. della frequenza), lo confronta con il valore prescritto, e dà in uscita un segnale proporzionale all'errore determinato: un regolatore vero e proprio, che elabora l'errore misurato; un organo amplificatore, che amplifica il segnale uscente dal regolatore e lo rende atto ad azionare il dispositivo dal quale dipende il valore della grandezza di comando.

Ma può essere opportuno compensare direttamente, e non attraverso una catena di regolazione, l'effetto di alcune grandezze perturbatrici, quando, specie, l'andamento del processo di regolazione dipenda contemporaneamente dalle caratteristiche dinamiche del complesso da regolare e del complesso regolato.

Per i comportamenti dinamici non lineari è possibile considerare variazioni abbastanza piccole intorno ad uno stato di regime, mediante funzioni elementari, ed in base al principio della sovrapposizione degli effetti.

Le funzioni più elementari usate sono:

— la «*funzione impulsiva*» con valore per $t \neq a$, ed infinito per $t = a$ (es. scarica di un condensatore su una resistenza molto bassa);

— la «*funzione a gradino*» con valore nullo per $t < a$, ed uguale a k per $t \leq a$ (es., applicazione istantanea della tensione ad un qualsiasi circuito elettrico).

L'andamento dinamico di un sistema si descrive con la cosiddetta «funzione di trasferimento», intesa come rapporto fra le «trasformate di Laplace» del segnale di uscita e quello di entrata. È noto che se $f(t)$ è una funzione nulla per $t < 0$, la sua trasformata di Laplace, $F(p)$, viene definita da:

$$F(p) = \int_0^\infty f(t) \cdot e^{-pt} \cdot dt, \text{ con } p = \alpha + i\omega.$$

La trasformazione permette di trasferire una equazione differenziale del tipo

$$af'' + bf' + cf + d = 0$$

nella algebrica

$$ap^2F(p) + bpF(p) + cF(p) + d = 0,$$

da cui

$$F(p) = -\frac{d}{ap^2 + dp + c}.$$

Nyquist ha espresso un criterio di stabilità basato su di un importante teorema di Cauchy, che riguarda le funzioni di variabile complessa. Essendo $G(p)$ ed $H(p)$ funzioni relative al complesso regolato ed al complesso regolante, si ha l'equazione caratteristica $1 + G(p) \cdot H(p) = 0$,

e si dirà che il sistema è stabile o no, a seconda che le radici di questa equazione abbiano o no parte reale negativa.

Ora il prodotto $G(p) \cdot H(p)$ può costituire la funzione di trasferimento di un sistema *aperto* ove si sezioni in un punto qualsiasi l'anello di regolazione; infatti allora il prodotto sarà $G(i\omega) \cdot H(i\omega)$.

Nyquist dunque dice che un sistema di regolazione ad anello semplice è stabile solo se il luogo descritto dalla funzione $G(i\omega) \cdot H(i\omega)$ non abbraccia il punto $(-1,0)$.

Le misure ed i computi relativi ai sistemi ad anello aperto si semplificano notevolmente con i diagrammi di Bode.

I criteri di stabilità si formulano anche in modo puramente matematico, e tale formulazione si presta particolarmente per lo studio dei sistemi di regolazione delle calcolatrici analogiche.

BIBLIOGRAFIA

ASHBY. *Design for a brain*. Chapman.

ASHBY. *Introduction à la cybernetique*. Dunod.

BELL A. *Intelligent Machines*. Pitman.

CECCATO. *Tappe nello studio dell'uomo*. Feltrinelli.

C.N.R. *Quaderni de «La Ricerca Scientifica»*. N. 11.

COSSA. *La Cybernetique*. Masson.

DE FLORENTIS. *Le intelligenze artificiali*. UTET.

GREY WALTER. *Il cervello vivente*. Feltrinelli.

GUILBAUD. *La Cybernetique*. P.U.F.

LAZZERONI. *Meccanismi fisiologici del comportamento*. Ed. Universitaria.

LATIL. *Il pensiero artificiale*. Feltrinelli.

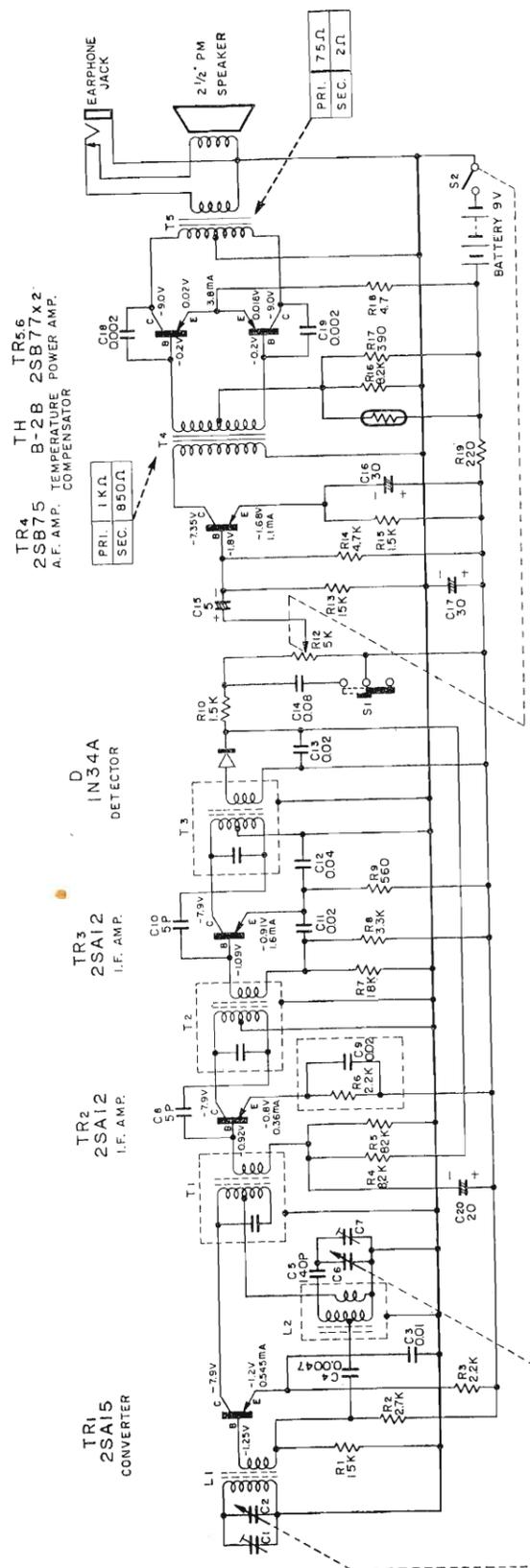
NEUMANN. *The Computer and the Brain*. A. Yale Paperbound.

NEUMANN ED ALTRI - *La filosofia degli autoni*. Boringhieri.

PIERCE. *La Teoria della informazione*. Mondadori.

SLUCKIN. *Mente e macchine*. Ed. Universitaria.

WIENER. *La Cibernetica*. Bompiani.

WIENER. *Introduzione alla cibernetica*. Boringhieri.

Schema elettrico del radioricevitore HITACHI LTD mod. TH 648

l'antenna TV Indice della 39ª annata

a colloquio coi lettori

alta fedeltà

archivio schemi

notiziario industriale

notiziario industriale

nel mondo della TV

radio servizio

servizio TV

sulle onde della radio

strumentazione

tecnica e circuiti

tubi e transistori

TELEVISORE RADIOMARELLI

Mod. RV 522 U

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTÀ REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

MAGNETOFONI
CASTELLI - S.P.A.
S. Pedrino di Vignate
(Milano) - Tel. 956.041

Ortophonic
di SASSONE
Via Benedetto Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuzione impianti.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PRODEL - Milano
Via Plezzo, 16
Tel. 298.618 - 230.930

PADOVA
Via G. Filangeri, 18 - Telefono 20838

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via Del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

M. C. E. - Milano
montaggio complessi elettromeccanici
Via Labeone, 22 - Tel. 716.427

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

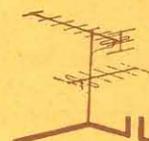
Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

ANTENNE

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)
Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

Costruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti
FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

LA BIANTENNA s.n.c. - Milano
di Lo Monaco Aurelio & C.
Viale Umbria 37 - Tel. 584.637
Antenne TV ed accessori

Elettronica Industriale
Lissone (Milano) Via Pergolesi 30
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C. Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RAPPRESENTANZE ESTERE

BRITISH COMMUNICATIONS CORPORATION
Radiotelefoni veicolari e portatili VHF, HF SSB
WEMBLEY
BCC
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

MAX ENGELS
Antenne Radio e Televisione
WUPPERTAL
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Servizio Assistenza Impianti
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

STORNO
Radiotelefoni VHF fissi, veicolari portatili e marittimi
COPENHAGEN
Storno
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

CEDAMEL
Apparecchi e materiali per lo insegnamento linguistico
PARIGI
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

HAMMARLUND MANUFACTURING COMPANY
Radioricevitori e trasmettitori ad onde corte
MARS HILL
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale.
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

BOUYER
BOUYER
Elettroacustica Amplificatori B. F. Altoparlanti Linee di suono
MOUTAUBAN
RADIO BACCHINI ALLOCCHIO
Servizio Assistenza Impianti
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

STONER
Ricetrasmettitori SSB
ALTA LOMA
STONER
RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
Sezione elettronica Professionale
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVESTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAWE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA (Belluno)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)

TUTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9060424

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

DINAPHON s.r.l.
Radio e Televisione
Sede: **VASTO** (Chieti) - Tel. 25.82
Stab.: **PAVIA - Via Lovati, 33**
Tel. 31.361 - 39.241

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

INDUSTRIA FILATI DI LINO E CANAPA S.p.A.
Vimercate - Via C. Galbusera, 11
Refi di lino e nylon per cablaggi

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcalino manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32.562

MINSTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

seleco
elettronica civile industriale componenti
Stabilimenti in Vallenoncello - Pordenone
Tel. 21451 C.P. 227 Telegr. Seleco Pordenone CAP 33170

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Radio Televisione
Via C. Achillini, 2 - 20162 Milano
Tel. 64.35.641 (5 linee con ric. autom.)

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Ralio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

MILANO **ICE** ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V. - 10 V.** - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50 µA** - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**5 portate:**	**250 µA** - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:**	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	**2 portate:**	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla **I.C.E.**

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di **ALTA TENSIONE:** 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. **mod. 24.**

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !**

I N S U P E R A B I L E !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO
eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a **25.000 Volts** c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo **prezzo netto** è di **Lire 2.900** franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata.
Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.
Prezzo netto Lire 3.980 franco ns. stabilimento.

Amperometro a tenaglia — Amperclamp

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti **il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare** contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, **tutte queste misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900! Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.